

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表 2002-532752

(P 2002-532752A)

(43) 公表日 平成14年10月2日 (2002. 10. 2)

(51) Int. Cl. 7

識別記号

F I

データベース (参考)

G 0 2 F 1/035

G 0 2 F 1/035

2H079

審査請求 未請求 予備審査請求 有

(全 81 頁)

(21) 出願番号 特願2000-588642 (P2000-588642)
 (86) (22) 出願日 平成11年12月3日 (1999. 12. 3)
 (85) 翻訳文提出日 平成13年6月18日 (2001. 6. 18)
 (86) 国際出願番号 PCT/DE99/03875
 (87) 国際公開番号 W000/36459
 (87) 国際公開日 平成12年6月22日 (2000. 6. 22)
 (31) 優先権主張番号 198 58 148.3
 (32) 優先日 平成10年12月16日 (1998. 12. 16)
 (33) 優先権主張国 ドイツ (DE)
 (31) 優先権主張番号 199 17 381.8
 (32) 優先日 平成11年4月16日 (1999. 4. 16)
 (33) 優先権主張国 ドイツ (DE)

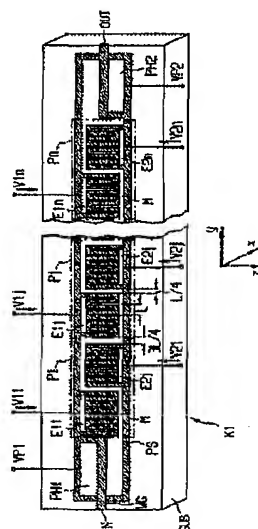
(71) 出願人 シーメンス アクチエンゲゼルシャフト
 Siemens Aktiengesellschaft
 ドイツ連邦共和国 D-80333 ミュンヘン
 ヴィッテルスバッハープラッツ 2
 (72) 発明者 ラインホルト ノエ
 ドイツ連邦共和国 パーダーボルン ヘルメルナー ヴェーク 2
 (72) 発明者 デイヴィッド ザンデル
 ドイツ連邦共和国 パーダーボルン ヤー
 ンシュトラーセ 2
 (74) 代理人 弁理士 矢野 敏雄 (外4名)

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 直流電圧ドリフトのない偏波変換を行う方法および直流電圧ドリフトのない偏波変換器

(57) 【要約】

直流電圧ドリフトのない偏波変換を行う方法および直流電圧ドリフトのない偏波変換器
 偏波変換器/PMD補償器チップ (K1) はチップの始めに差動TE-TM位相変調器 (PH1) を含み、このTE-TM位相変調器はTE-TM位相変調を行い、それによりモード変換器電圧 (E1j) は直流成分を含まない制御電圧 (V1j) によって制御することができる。それによりDCドリフトは確実に防止される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 導波体(WG)および制御電極(E1j, E2j, ELi, EMi, ERi)を有し、かつ光信号(OS)の偏波または偏波モード分散を変更する制御電圧が供給される偏波変換器により、直流電圧ドリフトのない偏波変換または偏波モード分散(PMD)の補償を行う方法において、

制御電圧(V1j, V2j, UPi, UCi, -V1j, -V2j)として少なくとも近似的に直流成分のない制御電圧を利用する、
ことを特徴とする直流電圧ドリフトのない偏波変換または偏波モード分散(PMD)の補償を行う方法。

【請求項2】 偏波変換器(K1, K2, K3)の主偏波と一致する光信号の直交する2つの主偏波の差動位相変調を信号入力側(IN)の領域で定常的な差動位相シフト($\phi(t)$)によって行い、該位相シフトをそのコサイン関数 $[\cos(\phi(t))]$ およびサイン関数 $[\sin(\phi(t))]$ の時間平均値が少なくとも近似的に消失するように選択する、請求項1記載の方法。

【請求項3】 差動位相シフトを少なくとも部分的に主偏波の第1の差動位相変調器(PH1)によって行う、請求項2記載の方法。

【請求項4】 位相変調器を変調器制御電圧($V_{P1} = V_1 * \phi(t)$)によって駆動し、該制御電圧は少なくとも近似的に前記差動位相シフト($\phi(t)$)の線形関数である、請求項3記載の方法。

【請求項5】 差動位相変調を少なくとも部分的に主偏波の第1のモード変換器(Pa)によって行う、請求項2記載の方法。

【請求項6】 第1のモード変換器(Pa)により完全なモード変換を行う、請求項5記載の方法。

【請求項7】 モード変換の際に主偏波間で差動位相シフト($\phi(t)$)を行う、請求項5または6記載の方法。

【請求項8】 差動位相変調を発生するために使用されるモード変換器(Pa)をモード変換器制御電圧 $[V_{1a} = V_{xa} * \cos(\gamma_a - \phi(t)/2)$ または $V_{2a} = V_{ya} * \cos(\gamma_a - \alpha_a - \phi(t)/2)]$ によって駆動し、該制御電圧は少なくとも近似的に差動位相シフト($\phi(t)$)の1/2すなわ

ち $[\phi(t)/2]$ の位相シフトコサイン関数 $[\cos(\gamma a - \phi(t)/2), \cos(\gamma a - \alpha a - \phi(t)/2)]$ の線形関数である、請求項5から7までのいずれか1項記載の方法。

【請求項9】 変換器制御電圧 $[V1j = Vxj * \cos(\gamma j - \phi(t))]$ または $V2j = Vyj * \cos(\gamma j - \alpha j - \phi(t)) ; j = 1 \dots n$ を使用し、該制御電圧は少なくとも近似的に差動位相シフト $(\phi(t))$ の位相シフトコサイン関数 $[\cos(\gamma j - \phi(t)), \cos(\gamma j - \alpha j - \phi(t))]$ の線形関数であり、偏波またはPMD補償を変更するために前記電圧の振幅 (Vxj, Vyj) および／または位相角 (γj) を変更する、請求項2から8までのいずれか1項記載の方法。

【請求項10】 モード変換器 $(Pa, P1, \dots, Pn)$ の領域における主偏波は右円偏波および左円偏波である、請求項2から9までのいずれか1項記載の方法。

【請求項11】 モード変換器 $(Pa, P1 \dots Pn)$ の領域における主偏波はTE偏波およびTM偏波である、請求項2から9までのいずれか1項記載の方法。

【請求項12】 変換器セル (Pj) の変換器電極 $(E1j, E2j, EMC11j, EMC12j, EMC21j, EMC22j)$ を駆動制御するために、同じ最大振幅 $(V0j)$ を有する変換器制御電圧 $(V1j, V2j, -V1j, -V2j)$ を使用する、請求項1から11までのいずれか1項記載の方法。

【請求項13】 入力側の領域における光信号 (OS) の差動位相変調を信号出力側 (OUT) の領域における反対の差動位相変調 $(-\phi(t))$ によって相殺する、請求項1から12までのいずれか1項記載の方法。

【請求項14】 差動位相シフト $(\phi(t))$ は時間的に三角形状、サイン形状または台形状に延在する、請求項1から13までのいずれか1項記載の方法。

【請求項15】 $n * \pm \pi$ の最大値を有する三角形状の位相シフト $(\phi(t))$ を行う、請求項14記載の方法。

【請求項16】 差動位相シフト $\phi(t) = \Omega * t$ を行い、ここで Ω は低い

角周波数である、請求項5から8までのいずれか1項記載の方法。

【請求項17】 位相変調器またはモード変換器または変換器セルを駆動制御するために、定常的に経過する平均値のない制御電圧 (V_{P1} ; V_{1a} , V_{2a} ; V_{1j} , V_{2j} , $-V_{1j}$, $-V_{2j}$) を部分的にのみ使用し、一方その他の制御電圧として制御装置 (R) から発生される制御電圧 (V_{Rij}) を使用する、請求項1から16までのいずれか1項記載の方法。

【請求項18】 少なくとも1つの偏波操作素子 ($SBC1 \dots SBC4$) が少なくとも1つの別の偏波操作素子 ($SBC5 \dots SBC8$) の偏波制御機能を少なくとも部分的に引受けることができ、かつその逆も可能であり、偏波制御機能を別の素子から引き受けた偏波操作素子は制御電圧 ($UP11 \dots UP81$, $UC11 \dots UC81$) を受け取ることができ、該制御電圧は偏波制御時の制御電圧 ($UP10 \dots UP80$, $UC10 \dots UC80$) に対して反対になっており、少なくとも1つの制御電圧 ($UP1 \dots UP8$, $UC1 \dots UC8$) の時間平均値を少なくとも近似的に0として選択する、請求項1記載の方法。

【請求項19】 所定の期間 ($dt1$ または $dt2$) の終了後、所定の期間 ($dtc11$ または $dtc21$) 中に反対の部分信号 ($UP51 \dots UP81$, $UC51 \dots UC81$ または $UP11 \dots UP41$, $UC11 \dots UC41$) を定常的に部分信号 ($UP50 \dots UP80$, $UC50 \dots UC80$ または $UP10 \dots UP40$, $UC10 \dots UC40$) へ移行させ、これに続く所定の期間 ($dt14$, $dt13$, $dt12$, $dt11$ または $dt24$, $dt23$, $dt22$, $dt21$) 中に偏波制御のタスクを偏波操作素子 ($SBC1 \dots SBC4$ または $SBC5 \dots SBC8$) から別の偏波操作素子 ($SBC5 \dots SBC8$ または $SBC1 \dots SBC4$) へ定常的に伝達し、これに続く所定の期間 ($dtc12$ または $dtc22$) 中に部分信号 ($UP10 \dots UP40$, $UC10 \dots UC40$ または $UP50 \dots UP80$, $UC50 \dots UC80$) を定常的に反対の部分信号 ($UP11 \dots UP41$, $UC11 \dots UC41$ または $UP51 \dots UP81$, $UC51 \dots UC81$) へ移行させ、これに続く所定の期間 ($dt2$ または $dt1$) およびさ

らに続く所定の期間 (d t c 2 1 または d t c 1 1) 中に偏波制御のタスクを別の偏波操作素子 (S B C 5 . . . S B C 8 または S B C 1 . . . S B C 4) によって行う、請求項 1 8 記載の方法。

【請求項 2 0】 制御信号 (U P 1 . . . U P 8, U C 1 . . . U C 8) の時間積分 (F 2 1 + F 1 1, F 2 2 + F 1 2) が少なくとも近似的に消失するように、制御器 (R) により反対の部分信号 (U P i 1 1, U P i 1 2, U P 1 1 . . . U P 8 1, U C 1 1 . . . U C 8 1) を選択する、請求項 1 8 または 1 9 記載の方法。

【請求項 2 1】 第 1 の偏波操作素子 (S B C 5 . . . S B C 8, S B C 5' . . . S B C 8' または S B C 5'' . . . S B C 8'') と別の偏波操作素子 (S B C 1' . . . S B C 4', S B C 1'' . . . S B C 4'', または S B C 1' . . . S B C 4'') との結合を同じ主偏波または交換された主偏波 (P S P 1, P S P 2) の形式で行う際に、第 1 の素子の部分信号 (U P 5 . . . U P 8, U C 5 . . . U C 8) の変化を所望の偏波変換を維持したまま別の素子の部分信号 (U P 1' . . . U P 4', U C 1' . . . U C 4') の変化によって少なくとも近似的に補償する、請求項 1 8 ないし 2 0 のいずれか 1 項記載の方法。

【請求項 2 2】 部分信号 (U P 1 . . . U P 4, U C 1 . . . U C 4, U P 5' . . . U P 8', U C 5' . . . U C 8') に対して、第 1 の素子 (S B C 5 . . . S B C 8) または別の素子 (S B C 1' . . . S B C 4') と結合部 (P M F 1, P M F 2, P M F 3) を介することなく結合される偏波操作素子 (S B C 1 . . . S B C 4, S B C 5' . . . S B C 8') により、変更中に減少または消失させる変更を行う、請求項 2 1 記載の方法。

【請求項 2 3】 交換された主偏波 (P S P 1, P S P 2) の形式で結合 (P M F 1, P M F 2, P M F 3) を実施する際に、第 1 の素子の部分信号 (U P 5 . . . U P 8, U C 5 . . . U C 8) の変化および別の素子の部分信号 (U P 1' . . . U P 4', U C 1' . . . U C 4') の変化が同じ極性を有する、請求項 2 1 または 2 2 記載の方法。

【請求項 2 4】 同じ主偏波 (P S P 1, P S P 2) の形式で結合 (P M F 1, P M F 2, P M F 3) を実施する際に、第 1 の素子の部分信号 (U P 5 . . .

．UP8，UC5．．．UC8）の変化および別の素子の部分信号（UP1'，
．．UP4'，UC1'．．．UC4'）の変化が反対の極性を有する、請求項
21または22記載の方法。

【請求項25】 別の偏波操作素子（SBC5．．．SBC8）の偏波制御
機能を少なくとも部分的に引き受けることができ、かつ逆も可能な偏波操作素子
（SBC1．．．SBC4）の数（ $n/2$ ）が当該の別の偏波操作素子（SBC
5．．．SBC8）の数（ $n/2$ ）に等しい、請求項18から24までのいずれ
か1項記載の方法。

【請求項26】 別の偏波操作素子（SBC5．．．SBC8）の偏波制御
機能を少なくとも部分的に引き受けることができ、かつ逆も可能な偏波操作素子
（SBC1．．．SBC4）の数（ $n/2$ ）は1～6である、請求項18から2
5までのいずれか1項記載の方法。

【請求項27】 前記数（ $n/2$ ）は4である、請求項26記載の方法。

【請求項28】 偏波変換器またはPMD補償器の出力信号を少なくとも1
つの偏波ビームスプリッタ（PBS）の入力側（E1）に供給し、該ビームスプ
リッタ（PBS）の出力側（OUT1，OUT2）へ直交する偏波部分信号を出
力する、請求項1から27までのいずれか1項記載の方法。

【請求項29】 導波体に対して横方向に延在するくし状の複数のモード変
換器電極（E11～E2n）およびくし状のアース電極（M）を有し、かつ光信
号（OS）の偏波または偏波モード分散を変更する制御電圧（V1j，V2j）
が供給される導波体（WG）を備えたチップにより、直流電圧ドリフトのない偏
波変換または偏波モード分散（PMD）の補償を行う偏波変換器（K1，K2，
K3）において、

入力側に差動位相変調器（PH1．．．）またはモード変換器（Pa）が設け
られている、

ことを特徴とする直流電圧ドリフトのない偏波変換または偏波モード分散（PM
D）の補償を行う偏波変換器（K1，K2，K3）。

【請求項30】 導波体に対して横方向に延在するくし状の複数のモード変
換器電極（E11ないしE2n）を有する導波体（WG）を有し、かつ光信号（

OS)の偏波または偏波モード分散(PMD)を変更する制御電圧(V_{1j} , V_{2j})が供給されるチップにより、直流電圧ドリフトのない偏波変換または偏波モード分散(PMD)の補償を行う偏波変換器(K_1 , K_2 , K_3)において、
入力側に差動位相変調器($PH_1 \dots$)またはモード変換器(Pa)が設けられており、

導波体(WG)の両側の電極(EMC_{11j} ないし EMC_{22j} , EMC)によりチップ表面に沿って導波体(WG)に対して横方向に延在する電界が発生する、
ことを特徴とする直流電圧ドリフトのない偏波変換または偏波モード分散(PMD)の補償を行う偏波変換器(K_1 , K_2 , K_3)。

【請求項31】 出力側に別の位相変調器($PH_2 \dots$)またはモード変換器(P_z)が設けられている、請求項29または30記載の偏波変換器。

【請求項32】 少なくとも1つの変換器セル($P_j; \dots, P_n, Pa, P_z$)がチップ上に導波体(WG)に対して横方向に延在するくし状の複数の変換器電極(E_{1j} , E_{2j} , EMC_{11j} , EMC_{12j} , EMC_{21j} , EMC_{22j} ; $j=1 \dots n, a, z$)およびくし状のアース電極(M , EMC)により形成される、請求項29から31までのいずれか1項記載の偏波変換器。

【請求項33】 各TE-TM変換器セル(P_j)に2つのモード変換器電極(E_{1j} および E_{2j} , EMC_{11j} および EMC_{21j} ; $j=1, 2, \dots, n$)が隣接するモード変換器電極(E_{1j} および E_{2j} , E_{2j} および $E_{1(j+1)}$, EMC_{11j} および EMC_{21j} , EMC_{21j} および $EMC_{11(j+1)}$)間に交互の間隔で設けられている、請求項32記載の偏波変換器。

【請求項34】 各TE-TM変換器セル(PV_j)が2つのモード変換器電極(E_{1j} および E_{2j} ; $j=1, 2, \dots, n$)から形成されて設けられており、アース電極(M)の2つの歯の間に2つの歯すなわち各モード変換器電極(E_{1j} および E_{2j})の歯が配置されている、請求項32記載の偏波変換器。

【請求項35】 変換器セル(P_j および $P(j+1)$, PV_j および $PV(j+1)$)間に差動位相変調を行う別の装置が配置されている、請求項32か

ら34までのいずれか1項記載の偏波変換器(K2)。

【請求項36】 偏波変換器は少なくとも近似的にY伝搬方向を有するニオブ酸リチウムチップとして構成されている、請求項29から35までのいずれか1項記載の偏波変換器。

【請求項37】 偏波変換器は少なくとも近似的にX断面またはZ断面を有するニオブ酸リチウムチップとして構成されている、請求項36記載の偏波変換器。

【請求項38】 差動位相変調器(PH1)は導波体(WG)の両側に延在する2つの電極(PH1, M)を有する、請求項29から31までのいずれか1項記載の偏波変換器。

【請求項39】 導波体に対して平行に延在する複数のモード変換器電極(ER2ないしER3, EL2ないしEL3, EM2ないしEM3)を有し、かつ光信号(OS)の偏波またはPMDを変更する制御電圧(UP2ないしUP3, UC2ないしUC3)が供給される導波体(WG)を有するチップにより、直流電圧ドリフトのない偏波変換または偏波モード分散(PMD)の補償を行う偏波変換器(SUB1, SUB2, SUB3, SUB4)において、

入力側に差動位相変調器(PH1...)またはモード変換器(SBCa)が設けられている、

ことを特徴とする直流電圧ドリフトのない偏波変換または偏波モード分散(PMD)の補償を行う偏波変換器(SUB1, SUB2, SUB3, SUB4)。

【請求項40】 出力側に別の位相変調器(PH2...)またはモード変換器(SBCz)が設けられている、請求項39記載の偏波変換器。

【請求項41】 少なくとも1つの偏波操作素子またはモード変換器(SBC1...SBC4, SBCa)がチップ上で導波体(WG)に対して平行に延在する複数の変換器電極(ER1ないしER4, EL1ないしEL4, EM1ないしEM4, ERa, ELa, EMa)により形成される、請求項39または40記載の偏波変換器。

【請求項42】 別の偏波操作素子(SBC1, SBC4)が設けられており、該偏波操作素子は固有モードにより少なくとも近似的に1/4波長板として

動作し、該固有モードは円偏波を前方または後方の偏波保持光導波体（PMFA，PMFB，PMF1，PMF2，PMF3，PMF4）の主偏波へ変形させる、請求項40または41記載の偏波変換器。

【請求項43】 少なくとも1つの偏波保持光導波体（PMFA，PMFB，PMF1，PMF2，PMF3，PMF4）の主偏波が基板（SUB，SUB1，SUB2，SUB3，SUB4）のチップ表面に対して $\pm 45^\circ$ で延在しており、接続位置（IN，IN2，IN3，IN4，OUT，OUT1，OUT2，OUT3，OUT4）に隣接する別の偏波操作素子（SBC4，SBC1）は少なくとも近似的に水平および垂直な固有モードを有する、請求項39から41までのいずれか1項記載の偏波変換器。

【請求項44】 差動位相シフタ（PH1，PH2）としてサーキュラリターダが設けられている、請求項39または40記載の偏波変換器。

【請求項45】 光信号（OS）の偏波または偏波モード分散（PMD）を偏向可能であり、少なくとも1つの偏波変換器（SBC1～SBC4）を備えた導波体（WG）を有するチップにより、直流電圧ドリフトのない偏波変換または偏波モード分散（PMD）の補償を行う偏波変換器（SUB1，SUB2，SUB3，SUB4）において、

少なくとも1つの別の偏波変換器（SBC5～SBC8）が設けられており、該偏波変換器が交替的に偏波変換器（SBC1～SBC4）のうち1つの変換器の機能を引き受け、機能を引き受けるための反対の制御信号によって駆動される、

ことを特徴とする直流電圧ドリフトのない偏波変換または偏波モード分散（PMD）の補償を行う偏波変換器（SUB1，SUB2，SUB3，SUB4）。

【請求項46】 別の偏波操作素子（SBC5...SBC8）の偏波制御機能を少なくとも部分的に引き受けることができ、かつその逆も可能な偏波操作素子（SBC1...SBC4）の数（ $n/2$ ）が当該の別の偏波操作素子（SBC5...SBC8）の数（ $n/2$ ）に等しい、請求項45記載の偏波変換器。

【請求項47】 別の偏波操作素子（SBC5...SBC8）の偏波制御

機能を少なくとも部分的に引き受けることができ、かつその逆も可能な偏波操作素子（SBC1．．．SBC4）の数（ $n/2$ ）は1～6である、請求項45または46記載の偏波変換器。

【請求項48】 前記数（ $n/2$ ）は4である、請求項47記載の偏波変換器。

【請求項49】 偏波操作素子（SBC1～SBC8）のうち1つはモード変換された信号とモード変換されない信号との間の持続的に同調可能な位相差を有するモード変換器である、請求項45から48までのいずれか1項記載の偏波変換器。

【請求項50】 偏波操作素子（SBC1～SBC8）のうち1つはソレイバビネット補償器またはTE-TMモード変換器である、請求項49記載の偏波変換器。

【請求項51】 複数の偏波変換器（SUB1，SUB2，SUB3，SUB4）および偏波保持光導波体（PMF1，PMF2，PMF3，PMF4）が交番的に連続している、請求項39から50までのいずれか1項記載の偏波変換器。

【請求項52】 偏波保持光導波体（PMF1，PMF2，PMF3，PMF4）の主偏波が偏波変換器（SUB1，SUB2，SUB3，SUB4）の結晶軸（X，Y，Z）または表面に相応する、請求項51記載の偏波変換器。

【請求項53】 偏波保持光導波体（PMF1，PMF2，PMF3）の主偏波（PSP1，PSP2）は、偏波保持光導波体（PMF1，PMF2，PMF3）を介して結合された偏波変換器（SUB1とSUB2，SUB2とSUB3，またはSUB3とSUB4）の所定の結晶軸（X，YまたはZ）または表面に対して、偏波変換器（SUB1，SUB2またはSUB3）の出力側で少なくとも近似的に 0° をなし、続く偏波変換器（SUB2，SUB3またはSUB4）の入力側で少なくとも近似的に 90° をなしている、請求項52記載の偏波変換器。

【請求項54】 偏波変換器は少なくとも近似的にZ伝搬方向を有するニオブ酸リチウムチップとして構成されている、請求項39ないし53のいずれか1

項記載の偏波変換器。

【請求項55】 偏波変換器は少なくとも近似的にX断面を有するように構成されている、請求項54記載の偏波変換器。

【請求項56】 偏波変換器が少なくとも近似的にY伝搬方向を有するニオブ酸リチウムチップとして構成されている、請求項45から53までのいずれか1項記載の偏波変換器。

【請求項57】 偏波変換器が受信装置(RX)のPMD補償器(KOM)内に設けられており、変換器制御電圧として使用される制御電圧(U_{Rij} , U_{Pi} , U_{Ci})は受信された光信号(OS)から得られるベースバンド信号(BB)のフィルタ処理および整流によって得られる、請求項29から56までのいずれか1項記載の偏波変換器。

【請求項58】 偏波変換器の後方に少なくとも1つの偏波ビームスプリッタ(PBS)が接続されており、該偏波ビームスプリッタは出力側(OUT1, OUT2)へ互いに直交する偏波の部分信号を出力する、請求項29から57までのいずれか1項記載の偏波変換器。

【発明の詳細な説明】**【0001】**

本発明は、特許請求の範囲第1項の上位概念記載の直流電圧ドリフトのない偏波変換を行う方法および特許請求の範囲第29、30、39および45項の上位概念記載の直流電圧ドリフトのない偏波変換器に関する。

【0002】

先行のドイツ連邦共和国特許出願第19830990、2号明細書に、複屈折する基板材料上に実現された偏波変換器／補償器が記載されている。これはIEE Journal of Quantum Electronics、第QE18巻、第4号、1982年4月、第767～第771頁に記載された偏波変換器の更なる開発形態を示している。

【0003】

この装置はその表面に電極を有するニオブ酸リチウムチップからなる。基板と電極との間に通常は絶縁用のバッファ層が取り付けられ、このバッファ層は金属電極を利用する際に光信号の減衰を防止する。この構造においていわゆる直流電圧によって起こされるDCドリフト（DC＝直流）の問題が生じる。これはバッファ層および電極の誘電定数（誘電率）対導電率のそれぞれの比が異なることによって生じる。基板およびバッファ層の誘電体特性により、電極に直流電圧を加えた後にまず静電界によって与えられる電位分布が生じる。時間が経過するにつれてこれが変化し、基板およびバッファ層の導電性によって引き起こされる電位分布に移行する。電極における電圧が同じままであったとしても、ニオブ酸リチウムの内部における電界は、特に光導波体においても新しい電位分布に基づいて変化するので、所望の電気光学効果とは別のものが生じる。

【0004】

DCドリフトのきわめて有害な別の原因は、出力が通常であるのに入射する光エネルギーが大きく、時間が経過すると吸収により電荷担体対が形成されるためであると推測される。電極間に直流電圧ひいては電界が加わると、これらの電荷担体対は電界によって分離される。このことは電界の減衰に通じる。それ故に時間が経過中するにつれて、所望の偏波変換を達成するためにはますます高い電圧が

必要になる。このことは、存在する電圧源の能力を消耗させ、または電極間の弧絡を発生される。その際、上述した形式および能力の偏波変換器では、場合によってはほぼ100Vまでのまさしく高い電圧が必要になることがあることが考えられる。それ故にDCドリフトは補償器の正常動作を制限ないし妨害する。

【0005】

DCドリフトは偏波変換またはPMD補償の目的を有するほとんど全ての別のニオブ酸リチウムモジュール（偏波変換器）においても生じ、したがって同様にドリフトの問題の解決法が求められる。

【0006】

バッファ層の誘電率と導電性との同調の改善、損失の少ない結晶形成、およびその他の処置の改善技術によって問題を解決することがこれまでに試みられている。ただし低い電圧のみで駆動されるニオブ酸リチウム強度変調の際でさえ、このことは部分的にしか成功していない。

【0007】

それ故に本発明の課題は偏波変換器およびPMD補償器においてDCドリフトを回避するための比較的簡単な処置を示すことにある。

【0008】

この課題は特許請求の範囲第1項に示された方法によって解決される。独立の請求項である請求項第29、30、39および45項には適切な偏波変換器またはPMD補償器が示されている。

【0009】

有利な変形は特許請求の範囲の従属請求項に示されている。

【0010】

課題の解決手段は直流成分のない制御電圧を利用することである。その際に偏波変換器のアーキテクチャおよび制御電圧は偏波変換器の機能を妨害しないように選択される。本発明には全てこの方式により動作する多数の実施例が存在する。

【0011】

本発明の実施例によれば、偏波変換器の直交する2つの偏波した主偏波（偏波

の主状態、PSP)の差動位相変調が行われ、特に有利である。主偏波がTE波およびTM波(TE-横方向電気; TM-横方向磁気)であるとき、そのために差動TE-TM位相変調器は補償器の入力側に設けることができる。

【0012】

このことは入射する光波の差動TE-TM位相変調が発生されるという利点を有する。この位相変調を適切に加えると、直流電圧のない信号によって後続のTE-TM変換器セルを駆動することができる。低い周波数の三角形電圧によりTE-TM位相変調器を駆動すると有利である。

【0013】

それによりTE-TM変換器電極は直流成分のないコサインまたはサイン電圧によって(正確には、大抵の場合つなぎ合ったそれぞれ1つの周期を含む交番的に前方および後方に通過するサイン電圧の区間によって)駆動することができる。これらの変換器電圧はコサイン関数またはサイン関数として設けられ、その際、本来のPMD補償は振幅と位相の変化のみによって行われる。三角形電圧は同様に直流成分のないように選択することができるので、この場合、差動TE-TM位相変調器においてDCドリフトは生じない;ただしこれはここではそのままであっても妨害にならない。

【0014】

少なくとも変換器制御電圧の一部は位相変調器またはモード変換器の制御電圧と同様に制御装置によって発生される。

【0015】

TE-TM位相変調器を利用する代わりに、相応する差動TE-TM位相変調は、有利にはチップの入力部分に置かれた1つまたはいくつかのTE-TM変換器によって発生することができる。そのためにチップの入力領域に配置されていない変換器セルは直流電圧のない制御電圧を受け取るが、一方補償制御により第1の変換器セルの制御電圧が発生される。

【0016】

差動TE-TM位相変調を行う別の可能性は少なくとも1つの変換器セルを追加することであり、この変換器セルはPMD補償のために使われる変換器セルと

同様に、特別な直流成分のない制御電圧によって駆動される。

【0017】

制御電圧により時間に依存する出力偏波を得るために、第2のTE-TM位相変調器を利用すると有利である。同様のことはTE-TM位相変調器を実現した前述の形式、またはこの変調器を用いない別の形式にも当てはまる。

【0018】

主偏波としてのTE-TM波について記載した方法は、別の波、例えば円主偏波についても使用することができる。

【0019】

しかし偏波変換器の機能を妨害することなく、制御電圧の直流成分のない選択を可能にする偏波変換器のアーキテクチャとして、差動位相変調器、モード変換器または付加的な変換器セルのような付加的な操作要素によって偏波変換器を拡張することも可能である。

【0020】

本発明を実施例によって詳細に説明する。

【0021】

図1には本発明による偏波変換器/PMD補償器K1の実施例が示されている。これはニオブ酸リチウム基板SUBを有するチップとして実現されている。問題になるその他の材料は、タンタル酸リチウム、または同様に大きな複屈折を生じる材料である。結晶学的な軸YおよびZは図平面にあり、結晶学的な軸Xは図平面内に入り込んでいる(X断面)。別の構成形態を考えることもできる。

【0022】

導波体WGはチップ表面において結晶学的なY軸(Y伝搬方向)に沿ったチタン拡散によって実現されている。導波体WGは単一モードなので、TE-TM波はほぼ0.07の屈折率差によって伝搬可能である。チップ表面にまず二酸化シリコンまたはその他の絶縁体からなるバッファ層PSが取付けられているが、このバッファ層は導波体の領域には図示されていない(これに対して電極が透光性を有する例えばインジウムすず酸化物から作られている場合、バッファ層は場合によっては省略することができる)。

【0023】

バッファ層上に導電性のインターディジタル電極 E_{1j} 、 E_{2j} が被着されており、これらのインターディジタル電極はくし形状を有しており、このくしの歯（連絡線、指）は導波体に対して横方向に配置されている。同様に導波体に対して横方向に配置された歯を有する電極 M は全チップにわたってメアング状に延びており、アースに接続することができる（アース電極）。全てのくし電極接続部が導波体の一方の側にあり、アース電極くしの全てが導波体の他方の側で互いに結合された構成も同様に可能である。モード変換器とも称される別のくし状のモード変換器電極 E_{1j} 、 E_{2j} （ $j=1, 2, \dots, n$ ）は互いに電氣的に絶縁されている。電極に加えられる制御電圧 V_{ij} は個別的にまたはグループとして同一に選択することができる。それぞれ2つの電極 E_{1j} 、 E_{2j} は、TE-TM変換器セル P_j と称され、うなり波長の整数倍に等しい間隔だけそれぞれの電極から離れたそれぞれ別の電極にも結合することができる。

【0024】

変換されるモードは同時にここに接続する導波体片の主偏波（偏波の主状態）であり、したがって本実施例においてTE-TM波である。

【0025】

電極における電圧は導波体に電界を発生し、この電界は伝搬座標 Y の関数として局所的に周期的に結晶断面方向 X 、およびこれと反対方向に延びている。静電界の局所的な周期性によってTE波およびTM波の間の位相の適合化が達成され、その際互いに連続する電極指のモード変換の寄与分が加算される。

【0026】

光波または光信号 OS は入力側 IN から出力側 OUT までチップを通過する。

【0027】

うなり波長は固有モードとしてのTE波およびTM波を有するリターダ／補償器がちょうどこれらの固有モードの間に 360° の位相遅延を有する長さである。光波長が 1550 nm （ナノメートル）であるとき、このうなり波長はニオブ酸リチウムではほぼ $21\text{ }\mu\text{ m}$ （マイクロメートル）である。

【0028】

電極の電極歯の周期長さ、すなわち間隔 L はほぼうなり波長に等しい。それ故に歯幅および電極間隔は目的に応じてそれぞれほぼ $L/4$ に等しく選択される。それにより歯幅と中間空間が同じ大きさである一様な構造が得られる。

【0029】

TE - TM変換を可変の位相で行うことができるようにするために、それぞれ電極の周期的な歯の後方に、交番的に $L/4$ および $3L/4$ の付加的な間隔が設けられている。それにより 90° または 270° のTE波およびTM波の間の付加的な位相遅延が得られ、後者により前者は再び遅らされるので、種々の位相角を有するTE - TM変換が達成され、かつ種々の偏波状態が設定可能である。アース電極Mはこれらの位置においてほぼ $L/2$ または L のそれぞれ1つの全幅を有する。

【0030】

同時にTE波およびTM波の間に任意の位相遅延 $\phi(t)$ を発生させることができるTE - TM変換器は、一般に周期的に互いに連続する複数または多数の構造から構成されている。その例はF. Heismann, R. Ulrich著、
 “Integrated-optical single-sideband modulator and phase shifter”、IEEE J. Quantum Electronics 18 (1982) 4、第767～第771頁にある。しかしTE - TM変換器は、完全に有限の比較的わずかな数の基本的なくし電極対から構成することもできる。このことは1998年8月28日付の特許出願、書類番号P19839308. 3: “Polarisationstransformator mit einstellbaren Eigenmoden der Polarisations-elemente” から明らかであり、ここに比較可能な物理的なプロセスが記載されている。それによれば任意の位相において完全なモード変換のために最小限に必要なくし電極対の数は3に等しいが、一方ではそれより多くの数例えば4～6が、理想的でない実現に対するそれより大きな公差を保証している。モード変換器の2つの主偏波の間の差動位相遅延および差動群遅延時間を有する付加的な導波体片も変換器セルの間に取り付けることができる。それどころか基本的なモード変換器（短いくし片）は、例

えばランダムな分布により、固定の場所に関してモード変換の際にその十分に多くの数で種々の位相にわたって分布するモード変換信号を発生することができるかぎり、広い限界内において任意の間隔にして配置することができる。F. Heismann, R. Ulrich 著、“Integrated-optical single-sideband modulator and phase shifter”、IEEE J. Quantum Electronics 18 (1982) 4、第767～第771頁による実現よりも制御電圧の必要数が多くなることは不利であるが、ここでは2つの制御電圧しか必要でない。本発明によれば、チップの信号入力側INの領域でTEおよびTM波の間の定常的な差動位相シフト $\phi(t)$ （位相遅延／位相変調）が行われる。これらのTEおよびTM波はチップの主偏波であり、すなわちそれらの間に最大の群遅延時間差が存在する直交する偏波である。

【0031】

その際にコサイン関数 $\cos(\phi(t))$ およびサイン関数 $\sin(\phi(t))$ の時間平均値が少なくとも近似的に消失するように $\phi(t)$ を選択することが重要である。

【0032】

本発明の第1の実施例では、チップの入力側INの領域に第1の差動TE-TM位相変調器PH1が設けられており、かつ出力側OUTの領域に第2の差動TE-TM位相変調器PH2が設けられている。

【0033】

位相変調器PH1に周期的な電圧 V_{P1} を加えることによって、時間的に変化する変調角 ϕ 、TEとTMの間の位相シフトを有する差動TE-TM位相変調が発生される。

【0034】

電気光学的な係数 r_{33} および r_{13} 、電極および導波体の幾何学的構造、および電界と光学的TEモードまたはTMモードの間の重畳積分を利用することによって、時間に関する変調角 $\phi(t)$ と必要な変調器制御電圧（位相シフト電圧） $V_{P1} = V_1 * \phi(t)$ との間の比例定数 V_1 を計算することができる。時間

に依存する変調角は位相シフトまたは変調角関数と称される。線形の電気光学的な係数 r_{33} および r_{13} が支配的なので、きわめて良好に近似する V_{P1} と ϕ との間の比例関係から出発することができる。専門家にとって正確な計算方法は *Appl. Phys. Lett.* 47 (11)、1985年12月1日、第11137頁～第1139頁から明らかである。別の材料においても、位相シフト作用は同様に計算することができ、またいずれの場合にも簡単に測定できる。

【0035】

望ましい処置は、TE - TM位相変調器を三角形電圧 $V_{P1} = V_1 * \phi(t)$ によって駆動することであり、この三角形電圧は電気光学的な効果によって位相シフト $\phi(t)$ を有する同様に三角形の差動TE - TM位相変調を発生し、その際にTE波およびTM波の間の最大の位相差は $\pm \pi$ または 2π (またはその数倍) となる。この変調角関数 $\phi(t)$ において V_{P1} も直流成分を有さない(図5)。しかし変調器制御電圧 $V_{P1} = V_1 * \phi(t) + C$ も可能である。

【0036】

TE - TM位相変調の唯一の欠点は、この変調器が複屈折する基板上において実現されているとき自身も偏波モード分散PMDを発生することであり、それにより装置のPMD補償範囲がいくらか減少する。

【0037】

TE - TM変換器セルの両方の電極は従来直流電圧によって動作しており、この直流電圧は $V_{1j} = V_{xj} * \cos(\gamma_j)$ または $V_{2j} = V_{yj} * \cos(\gamma_j - \alpha_j)$ または $V_{2j} = V_{yj} * \sin(\gamma_j)$ の形で表示することができる(ここで j はTE - TM変換器セル P_j のインデックスである、図1)。 α_j は後に説明する角度である。値 V_{xj} および V_{yj} は電極 E_{1j} または E_{2j} のそれぞれの歯数に逆比例するように選択することができる。

【0038】

本発明によれば、従来利用された直流電圧に代えて変換器制御電圧 $V_{1j} = V_{xj} * \cos(\gamma_j - \phi(t))$ または $V_{2j} = V_{yj} * \cos(\gamma_j - \alpha_j - \phi(t))$ が利用され、かつここで角度関数 $\cos(\phi(t))$ および $\sin(\phi(t))$ は時間平均値を有さないように構成され、ここで $\phi(t)$ は一定のし

かたで適切に時間的に変化する。例えば位相シフト $\phi(t)$ として記憶されたテーブルを用い、ディジタルアナログ変換器により量子化誤差を除いてほぼ定常的な三角関数が発生され（“定常的”とは全ての関数に対してこの意味に解されたい）、 $\pm\pi$ の最大変調角 ϕ を有する差動位相変調が生じるようになる（図5）。

【0039】

図6に位相シフト $\phi(t)$ の関数である変換器制御電圧 $V1j$ および $V2j$ の経過、時間軸“ t ”に関して図示されている。変換器制御電圧 $V1j$ および $V2j$ は、三角形の位相シフト $\phi(t)$ が選択される場合に、互いに接合している完全なコサインまたはサイン周期から合成されている。 $(\gamma_j - \phi(t)) = 0$ の角度の際、 $\cos(\gamma_j - \phi(t)) = 1$ であり、その際に変換器制御電圧 $V1j$ ではその最大値に達する。時間平均値は直流成分を含まないので、電極 $E1j$ および $E2j$ は直流電圧ドリフトなしで動作する。差動位相シフト $\phi(t)$ の方向の定義に応じて正または負の比例定数 $V1$ が生じうる。

【0040】

位相シフト電圧 $VP1 = V1 * \phi(t)$ を選択する代わりに常に定数 C だけシフトされた電圧 $VP1 + C$ を選択してもよく、この電圧は位相角 $\phi(t) + C/V1$ を利用した際に生じる。なぜなら関数 $\cos(\phi(t))$ および $\sin(\phi(t))$ が時間的に平均値を有さない場合、関数 $\cos(\phi(t) + C/V1)$ および $\sin(\phi(t) + C/V1)$ も平均値を有さないからである。しかし角度 $\phi(t)$ のゼロ点はそのまま任意に定義することができるので、表示 $VP1 = V1 * \phi(t)$ で十分と思われる。

【0041】

TE - TM位相変調器によって起こされる偏波モード分散の補償の妨害は、ちょうど通常の直流電圧信号の代わりにこれらのTE - TM変換器信号が利用される場合に回避ないし補償することができる。これらの変形された信号は、変換器制御電圧（電極電圧） $V1j$ 、 $V2j$ の一定の振幅および一定の位相角 γ_j を単純化して仮定した場合には直流成分を含まないので、TE - TM変換器はドリフトなしに動作する。

【0042】

なお同じ作用長さ（同じ数の電極歯）を有する変換器セルは同じ大きさの変換器最大電圧によっても駆動されることを補足しておく。通常、電極 E_{1j} および E_{2j} の歯数はそれぞれ同じ大きさに選択される。この場合 $V_{xj} = V_{yj} = V_{0j}$ が選択できる。以下の考察は相応の対称の構成を前提とする。

【0043】

変換器電圧および位相角は偏波変換および／またはPMD補償のために変更することができる。通常、必要な時間的变化と関数 $\phi(t)$ との間に相関はない。

【0044】

三角形信号の代わりにそれぞれ別の定常的に時間変化する信号を位相変調器の制御のために選択してもよく、この信号に対して角度関数 $\cos(\phi(t))$ および $\sin(\phi(t))$ の時間平均値は消失し、例えば ± 2.4 ラジアンのパーク値行程角を有する差動位相変調を発生する非対称の三角形電圧またはサイン電圧を形成するか、または $\pm \pi/2$ にほぼ等しいパーク値行程角を有する差動TE-TM位相変調を発生する不明瞭な方形波電圧または台形電圧を形成することができる。後者の構成はTE-TM位相変調器PH1、PH2の必要な電圧VP1または長さが最小であるという利点を有する。

【0045】

位相シフト $\phi(t)$ の周波数は基本的に任意である。考えられる周波数は $1 \mu\text{Hz}$ （マイクロヘルツ） $\sim 1\text{MHz}$ （メガヘルツ）の範囲内にある。ただしPMD補償の最もわずかな妨害は一般に周波数をまさしく低く選択したときに得られる。これは1周期の間にDCドリフト効果が避けられる程度に高いだけでよい；したがって有利には $1 \mu\text{Hz}$ （マイクロヘルツ） $\sim 1\text{kHz}$ の範囲における低い周波数を利用するようにする。

【0046】

位相シフト $\phi(t)$ による時間に依存しない出力偏波を保持するために、図1に相応してチップ1の出力側に第2のTE-TM位相変調器PH2が設けられており、この位相変調器は変調角度関数 $-\phi(t)$ を有する差動TE-TM位相変調を発生する。第2のTE-TM位相変調器の測定電極は、本実施例では入力側と同様に導波体の他方の側にあるので、出力側の位相変調器は（入力側の位相変

調器と同じ長さを前提として) 同じ電圧 $V_{P2} = V_{P1}$ によって動作することができる。第2の差動TE - TM位相変調器PH2によれば差動位相変調および変調された変換器制御電圧にもかかわらず、一定の出力偏波が達成できる。このことは直交偏波した信号が偏波多重動作で伝送される際に重要である。これに対して $\phi(t)$ に依存しない出力偏波が省略でき、かつこのことが多くの適用の場合に与えられているとき、チップ出力側における第2の差動TE - TM位相変調器PH2は省略することができる。

【0047】

偏波多重伝送法によって信号が伝送されるとき、種々の偏波におけるPMDの影響を共通に補償することができ、または受信された信号の必要な偏波への必要な適合化を共通に行うことができる。偏波信号の分配は補償器ブロックの出力側において行われる。装置は第2の位相変調器PH2を有さない場合でも、所定の一定の出力偏波を発生することができ、すなわちTE波またはTM波を発生することができる。それ故に位相変調多重動作は偏波器出力側に第2の位相変調器を有さない場合でも可能である。この偏波はチップの出力側においてデマルチプレクスされ、これは例えばチップ上に集積化されたTE - TMビームスプリッタPBSによって行われる。

【0048】

本発明の相応する実施例が図2に示されている。チップの出力側の領域におけるTE - TM偏波ビームスプリッタPBSと出力側位相変調器とを除けば、図2は図1と同一である。偏波ビームスプリッタは2つの入力側E1、E2および2つの出力側OUT1、OUT2を有する光方向性結合器の形を有する。方向性結合器構造は再び導波体WGによって定義されている。一方の入力側E1は本来の偏波変換器またはPMD補償器に結合されている。偏波ビームスプリッタの結合領域KBで光波は過結合され、その際、異なったモード電界および結晶の複屈折のためにTE - TM波は異なって結合される。寸法が適切であれば出力側OUT1から一方の偏波(例えばTE)が得られるが、一方他方の出力側OUT2からこれに対して直交する波(この場合TM)が生じる。出力側OUT1およびOUT2に2つの光受信器を接続することができる。場合によってはここに所望な偏

波に対するそれぞれ不所望なものの消去比を改善するために別の偏波器を設けることができる。

【0049】

別の実施例も、PMD補償器および偏波デマルチプレクサのために出力側の偏波ビームスプリッタによって補充することができる。したがって本発明によれば、それぞれの任意の直流電圧ドリフトのない偏波変換器PTまたは直流電圧ドリフトのないPMD補償器PMDCは偏波分配のために、有利には、偏波ビームスプリッタPBSによって補充される。概略的にこのことは図19に示されている。これらの部分は全体として基板SUB上に集積化することができるが、必ずしもそうしなくてもよい。図19のPMD補償器PMDCまたは偏波変換器PTとして特に図1、図4、図7、図8、図11、図12および図13により説明する実施例も使用することができる。

【0050】

それぞれのPMD補償器は同時に偏波変換器でもある。偏波ビームスプリッタPBSの入力側E1までに、一方において所望のPMD補償が生じ、かつ他方において所望の偏波変換が生じるようにするために、この偏波ビームスプリッタPBSの近傍に置かれたPMD補償器の部分を、有利には偏波デマルチプレックスのための偏波変換のために、入力側INの方向に分離して置かれた別のPMD補償器の部分を有利にPMD補償のために駆動すると都合がよい。DCドリフトを防止するためのこれらの部分の本発明による駆動は付加的に適用される。

【0051】

偏波ビームスプリッタPBSの実施例は、論文H. Herrman他, D. A. Smith, W. Sohler, "Integrated optical, acoustically tunable wavelength filters and switches and their network applications", Proc. ECIO 1993 Neuchatel, Switzerland、第10-1頁～第10-3頁の図7およびここに記載された文献から明らかである。特に結合領域KBの代わりにプロトン交換型の導波体を使用できる。

【0052】

$V_{xj} = V_{yj} = V_{0j}$ の場合、変換器制御電圧 V_{ij} ($i = 1, 2; j = 1, 2, \dots, n$) はすでに一般的に説明した制御電圧に相応して $V_{1j} = V_{0j} \cos(\gamma_j - \phi(t))$ または $V_{2j} = V_{0j} \cos(\gamma_j - \alpha_j - \phi(t))$ の形に表示することができる。その際に V_{0j} の振幅は TE - TM モード変換の強さである。それぞれうなり波長の $1/4$ または $3/4$ の隣接するモード変換器電極の間に付加的な場が設けられているので、この実施例では幾何学的に条件付けられて $\alpha_j = \pm \pi/2$ が生じる。大きさ γ_j は偏波変換または PMD 補償の要求に従うために、 V_{0j} と同様に、時間の経過とともに変化することができる。TE - TM モード変換が行われる位相 $(\gamma_j - \phi(t))$ または $(\gamma_j - \alpha_j - \phi(t))$ は、時間に関する形で時間に関する $\phi(t)$ のために、ちょうど入力側の位相変調器によって発生される角度 $\phi(t)$ を有する差動 TE - TM 位相変調と反対に変化する。つまり交流電圧の利用によって引き起こされる効果は補償器ブロックの PMD すなわち PMD 補償機能を変更しない。なぜならこれらの効果はこれに関して相殺されるからである。(入力側における位相変調は入力領域における長さ変化に相当する。モード変換器電圧の変化は電極の縦シフトに相当する。縦電極シフトが入力領域における長さ変化のちょうど反対であると、電極は位相変調器の前方のチップ始端に関して同じ位置に留まるので、偏波変換および補償器の PMD すなわち PMD 補償は同一のままである。)

複数の TE - TM モード変換器セルは一般的な楕円形のリターダとして作用するので、所望のモード変換の他に差動 TE - TM 位相変調も発生する。差動 TE - TM 位相シフタによってチップ入力側において発生される位相シフト(位相変調) $\phi(t)$ は、特殊な場合、またはすでにこれに続く変換器セルによって補償することができた種々の実際の不完全さの影響を受ける場合に、さらに後方に置かれた変換器セルに対して直流成分のない制御電圧を選択することはできない。この効果を回避するために多くの差動 TE - TM 位相変調器を設けることができる(これは図1に相応した複数の補償器を直列接続する手法に相当する)。

【0053】

位相変調 $\phi(t)$ のきわめて低い周波数において、全ての TE - TM 変換器セ

ルを電圧 $V_{0j} \cdot \cos(\gamma_j - \phi(t))$ または $V_{0j} \cdot \cos(\gamma_j - \alpha_j - \phi(t))$ によって駆動する必要はない。幾つかの変換器セルまたは全ての変換器セルの駆動は1つの制御装置に任せることができ、この制御装置は同時に偏波を制御し、またはPMDを補償する。しかし前記の形の変換器電圧をあらかじめ定めておくとPMD補償の目的および直流成分のない制御電圧の目的が妥協なしに達成されるので有利である。

【0054】

その代わりにTE-TM位相変調器を省略して、チップ内において入力側の近傍に置かれた前方の変換器セルを除いて、TE-TM変換器セルに $V_{0j} \cdot \cos(\gamma_j - \phi(t))$ または $V_{0j} \cdot \cos(\gamma_j - \alpha_j - \phi(t))$ の電圧を印加することができる。このとき前方のTE-TM変換器は、制御アルゴリズムによって制御されて、角度 $\phi(t)$ を有する差動TE-TM位相変調を発生しなければならない。

【0055】

本発明の図7の別の実施例ではTE-TM変換器または変換器セルによって差動TE-TM位相変調 $\phi(t)$ を作成する手段が利用される。これはTE-TM変換器 P_a をチップの入力側に付加し(図7)、かつ必要な場合には不変のPMDの後方だけでなく不変の偏波変換器の後方にも特別な直流成分のない制御電圧によって動作するTE-TM変換器 P_z をチップの出力側に付加することである(図8)。図7の実施例では、F. Heismann, R. Ulrich著、“Integrated-optical single-sideband modulator and phase shifter”、IEEE J. Quantum Electronics 18(1982)4、第767～第771頁によるTE-TM変換器が使用され、この変換器は2つだけの制御電圧しか必要ない。有利な実施例では、それぞれの変換器セル P_a 、 P_z は完全なモード変換を実行し、それにより一定の電圧 V_{xa} 、 V_{ya} が定められる。変換器電極は制御電圧 $V_{1a} = V_{xa} \cdot \cos(\gamma_a - \phi(t)/2)$ または $V_{2a} = V_{ya} \cdot \cos(\gamma_a - \alpha_a - \phi(t)/2)$ を受け取る。これらは、差動位相変調 $(\phi(t))$ の半分 $\phi(t)/2$ の位相シフトされたコサイン関数 $\cos(\gamma_a - \phi(t)/2)$

$t) / 2)$ 、 $\cos(\gamma a - \alpha a - \phi(t) / 2)$ の線形関数である。この構成におけるモード変換器Paの固有モードは、ポアンカレ球のS2-S3大円において角度座標 $\phi(t) / 2$ を占めるので、このようにしてX断面およびY伝搬方向を有するニオブ酸リチウムチップのTEおよびTM主偏波の間で本発明による差動位相変調 $\phi(t)$ が行われることが保証される。角度 αa および γa は、前記のように、その他の変換器に対する変換器Paの電極の幾何学的構造および間隔から生じる。

【0056】

もちろん差動位相変調を発生する別の多くの手段が存在する。本発明の前記の実施例におけるような1つの差動位相変調器の代わりに複数のカスケード接続された変調器を使用することができ、これらの差動位相変調は値 $\phi(t)$ まで加算される。

【0057】

TE-TMモード変換器を有する最後に挙げた実施例においてもそれぞれ完全なモード変換を有するこのような複数のモード変換器をカスケード接続することができ、その際、交番的に正および負の符号を有する差動位相シフト作用は加算される。不完全なモード変換によるTE-TMモード変換器も加算することができ、その際には同じTE-TM位相シフトの際の遅延が加算される。最後にTE-TM位相変調器とTE-TMモード変換器との組合せも差動TE-TM位相変調の発生に適している。

【0058】

差動TE-TM位相シフト $\phi(t)$ （例えば三角形信号）のための前記の実施例の他にTE-TM変換器によるその発生は $\phi(t)$ に対して時間の線形関数を選択できるようにするために特に適しているので、 $\phi(t) = \Omega * t$ であり、ここで Ω は一定の角周波数である。これは有利には典型的な補償すべき偏波変更の周波数と比較して低く選択される；したがって有利には1 μ Hz（マイクロヘルツ）ないし1 kHzの範囲内の低い周波数を利用するようにする。

【0059】

差動位相シフト $\phi(t)$ によって時間に無関係な出力偏波を得ようとする場合

、図1に相応してチップの出力側にTE-TM位相変調器PH2を設けることができるが、同様に完全なモード変換および電圧を有する変換器Pzを前記のように良好に最後の正規の変換器セルに続けることができる。

【0060】

実施例によれば、正規の変換器セルの制御電圧(V_{1j} 、 V_{2j})を差動位相シフト $\phi(t)$ を有さない偏波変換器の構成に対して制御範囲内において変更する必要が生じることがある。例えば入力側の変換器Paの後方のTE-TM変換器1と出力側の変換器Pzの前方のTE-TM変換器nとは、変換器Pa、Pzがなくモード変換を行わないときに完全なモード変換を行うように、かつその逆になるように駆動される。

【0061】

本発明の全ての実施例は、偏波モード分散を無視でき、かつドリフトのない偏波変換器が所定の出力偏波状態を所定の入力偏波状態から発生するためだけに利用される場合にも機能する。

【0062】

ほとんどの実施例は例えば一定の信号の加算、位相角の加算、位相角の加算、または位相角の変更や信号符号の変更などの通常の簡単な置き換えの電子技術における場合にも機能する。

【0063】

図3に制御装置の基本方式が示されている。受信端子RXに光信号OSが供給される。これはPMD補償器K1を通過し、かつ続いてフォトダイオードPDにで復調され、このフォトダイオードの後方に判別器DFFが接続されている。フォトダイオードの出力側から出力されるベースバンド信号BBはバンドパスフィルタFIを介して測定装置ME、例えば整流器に供給され、この測定装置は制御器MPを介して制御電圧 V_{ij} によりPMD補償器を制御する。

【0064】

本来のPMD補償は、 V_{ij} (V_{xj} および V_{yj})または V_{0j} の振幅値および位相角 γ_j を変更することによって行われる。補償過程により、直流成分のない制御電圧／電極電圧の理想値から短期的に偏差することもある。もちろん直

流成分のない制御電圧の理想値からの許容偏差も生じうる。通常の場合このような偏差は補償過程では無視することができる。

【0065】

V_{xj} および V_{yj} (または V_{0j}) および γ_j が PMD 補償の際に変化するか否か、すなわちそれぞれ2つの変換器電圧 V_{1j} および V_{2j} に共通に影響を及ぼすことがあるパラメータが変化するか否か、またはこの目的のために簡単に各変換器電圧 V_{1j} および V_{2j} 自体を変更するか否かは、絶対値および位相にしたがってまたは実部および虚部にしたがって複素数を表示するか否かということと同様に無関係である。

【0066】

最も簡単な場合としてはまず1つの電極電圧を段階的に変更する。その際に品質判定基準として整流された出力電圧 U_1 が当てはまり、この出力電圧はバンドパスフィルタ F_I で測定される。このフィルタは中心周波数としてステップ周波数の $1/2$ を有する。

【0067】

個別的には PMD 補償は変換器セルの一方または両方の電極電圧を試験的に所定の大きさだけ変更することによって行われる。フィルタ F_I の整流された出力電圧 U_1 が続いて測定される。1つまたは複数の電極電圧の変更後にこの電圧 U_1 が改善されると、変更は維持されるかまたはもう一度整流された変更を行う。これに対して電圧が減少した場合、変更は少なくとも部分的に撤回されるかまたは出発点から当初の変更方向とは反対方向の変更に変えられる。その後別の電極電圧が最適化される。その際まず最初にそれぞれ第2の電極電圧、第4の電極電圧、第8の電極電圧または第16の電極電圧を最適化することが望ましいことがある。なぜならこのことは特に障害となる低次の PMD 成分を最も急速に補償するからである。この過程は最適値が達成されるまで周期的に繰り返される。最大値は、ベースバンド信号のアイアパーチャが最大であるとき、すなわち歪みのない最適な伝送が行われるときに達成される。そのための尺度として整流された電圧 U_1 が使われる。

【0068】

これに代えて従来の動作点から1つまたは複数の電極電圧の変更を試験的に両方向に行うことができる。このとき整流された電圧 U_1 の差から近似的にこの整流された電圧 U_1 の勾配を検出することができ、かつこのときこの電圧が勾配の方向に最大値に向かうように変化する。

【0069】

制御過程の周期的な繰り返しの際に電極に加えられる最適化すべき電圧の値をまずいくらか減少させると有利である。なぜならこのようにして許容電極電圧の上方超過を回避することができるからである。これに加えてまたはこれに代えて電極電圧はそれぞれの通過の際に制限できる。

【0070】

チップ上における配線の複雑さを甘受して、例えば絶縁する中間層と導電体との交差が準備されている場合、図4に相応して補償器の変形K3が実現できる。ここではモード変換器E11とE21, E12とE22, . . . , E1nとE2nの歯はそれぞれアース電極Mの2つの歯の間の前後にあり、変換器セルPVjを形成している。材料定数によって制限される最大強度が等しい場合、この変形された補償器は図1による偏波変換器よりもいくらか短い区間で偏波変換を行うことができ、それ故にチップの全長が同じであれば偏波変換の一層大きな変形能力を提供する。さらに小さな電極間隔のために、所定の電界強度の発生に必要な電極電圧も一層低い。

【0071】

さらにこの電極歯の周期性はLであり、その幅および間隔はほぼ $L/6$ である。間隔 $L/4$ および $3L/4$ を導入する必要はない。チップの入力側に唯一のTE-TM位相変調器PH1が設けられている。電極を制御するために、再び制御電圧 $V_{1j} = V_{0j} * \cos(\gamma_j - \phi(t))$ または $V_{2j} = V_{0j} * \cos(\gamma_j - \alpha_j - \phi(t))$ が利用される。電極はうなり波長の $1/3$ の間隔で順に並んでいるので、この実施例では幾何学的に $\alpha_j = \pm \pi/3$ で条件付けられている。その際、 V_{0j} は再びTE-TMモード変換の強度を定める。大きさ γ_j は V_{0j} と同様に時間の経過とともに変化し、PMD補償の要求に追従する。

【0072】

ニオブ酸リチウム結晶のY伝搬方向を有するX断面の他になお多くの別の実施例を選択でき、例えば半導体におけるこの種のものを選択できる。同様にZ断面およびY伝搬方向を有するニオブ酸リチウムを利用することができる。前記の実施例に対して、結晶上のX軸とZ軸とは互いに交換されている。周期的な垂直の(X方向に延びた)フィールドの代わりに、このとき周期的な水平な(X方向に延びた)フィールドを加えなければならない。このようなモード変換器またはモード変換器セルPMC jを図17が示している。チップ表面と電極との間および各電極間に通常の絶縁用のバッファ層を取り付けることができる。導波体WGの両側にくし状の電極EMC 1 1 j、EMC 1 2 j、EMC 2 1 j、EMC 2 2 jが取り付けられている。一方側の電極EMC 1 1 j、EMC 1 2 jにはモード変換器電圧V 1 jまたは $-V 1 j$ が加えられる。他方側の電極EMC 2 1 j、EMC 2 2 jには電圧V 2 jまたは $-V 2 j$ が加えられる。これらは前述の側の電極に対してうなり波長Lの4分の1、 $L/4$ だけ伝搬方向Yにずらされている。導波体の一方側における電極間隔および電極幅もほぼ $L/4$ である。それぞれ一方側における両方のくし状の電極は交差点での絶縁用の中間層によって互いに絶縁されており、各1つのうなり波長Lの周期を有し、かつ互いにうなり波長Lの半分すなわち $L/2$ だけずらされている。モード変換器電圧V 1 jおよびV 2 jおよびこれに依存する反転電圧 $-V 1 j$ 、 $-V 2 j$ (すなわち電圧V 1 jおよびV 2 jに対してちょうど反対の電圧)によって、位相および直角位相におけるモード変換を行うことができ、このことは無限の偏波変換およびPMD補償を可能にする。この実施例において角度 α は 90° である。このモード変換器またはモード変換器セルは、前述の実施例におけるモード変換器(セル)P 1、P z、P a、P zに置換することができる。このことは、前方および場合により後方に接続されたモード変換器P a、P zまたは差動位相シフタPH 1、PH 2を有する実施例だけでなく、DCドリフトに対して不感でありかつこのような装置を必要としない偏波変換器およびPMD補償器にも当てはまる。例えば $\alpha = 120^\circ$ または $\alpha = 60^\circ$ の実施例も別の電極配置によって考えることができる。図18の別の実施例では、導波体の一方側のモード変換器電極は省略される。他方側の2つ電極はアース電極EMCによって置換され、このアース電極はくし状に構成する

こともできる。モード変換器PM_jのこうした実施例は同様に2つの直角位相においてモード変換を可能にするが、電圧V_{1j}を有する第1のモード変換器電極EMC_{11j}の他に、電圧V_{2j}を有する第2のモード変換器電極EMC_{21j}が設けられていることによつてのみ可能となる。双方の電極はチップSUBの伝搬方向Yにおけるうなり波長Lの1/4 (L/4) の奇数倍、すなわち3L/4だけ互いにずらされており、図1と同様に、ただしここでは少し異なる構成の電極E_{1j}、E_{2j} (j=1...n) によつて構成されて示されている。位相および直角位相を任意に選択可能なモード変換を達成するために、複数または多数のモード変換器セルPM_jをカスケード接続することができる。

【0073】

前述の実施例はTE-TM主偏波を有する偏波変換器およびこれらのTEおよびTM波を互いに変換できるモード変換器に関するが、このときモード変換可能でありかつ主偏波右および左円偏波である実施例を説明する。モード変換器によつて変換された偏波は常にモード変換器間に延びて複屈折する導波体の主偏波（偏波の主状態）でもある。

【0074】

IEEE, J. Lightwave Techn. 6 (1988) 7, 第1199頁～第1207頁に、複屈折しない基板上に実現された偏波変換器が記載されている。これはそれぞれ任意の偏波を持続的に円偏波に移行または変換し、理想的には最大でも π であるべききわめてわずかな遅延を有する。これは円偏波のためのモード変換器として動作し、その際にこれらの円偏波の間の位相遅延は任意かつ持続的に選択することができる。この偏波変換器で可能な固有モードは直線偏波（平面偏波）である。同様な偏波変換器は、IEEE, J. Lightwave Techn. 8 (1990), 第438頁～第458頁, およびIEEE, Photon Techn. Lett. 4 (1992), 第503頁～第505頁に見出される。後者は個々の構成部分の 2π またはそれ以上の遅延を加算するが、そのために任意の各偏波をそれぞれ任意の別の偏波に移行させることができる。Tagungsband zur Optical Fiber Communications Conference and International

al Conference on Integrated Optics and Optical Fiber Communications (OFC/IOOC '99), postdeadline paper, PD29, San Diego, 1999年2月21日~26日に、一連の差動遅延セクションからPMD補償器を構成し、その間にある偏波変換器によりそれぞれ任意の偏波をそれに続く差動遅延セクションの主偏波（偏波の主状態）に移行できなければならないことが報告されている。遅延セクションとして例えば線形主偏波を有する複屈折する導波体（例えばPANDAファイバ）が適している。

【0075】

本発明によれば、円偏波のモード変換器の後方に1/4波長板が接続されている。必要に応じて別の1/4波長板が前置接続される。これにより直線偏波を $\pm 45^\circ$ の上昇角で互いに変換することができる偏波変換器が生じる。

【0076】

このような複数の偏波変換器とこれらの偏波変換器間および最後の偏波変換器の後方に接続された導波体とをカスケード接続することにより偏波モード分散の簡単な補償器が生じる。導波体は直線偏波主偏波（偏波の主状態）の $\pm 45^\circ$ の上昇角を有するように配向され、さらにこれらの主偏波の間に差動群遅延時間を有し、偏波を保持する。

【0077】

しかし円偏波のモード変換器の領域において、前方および／または後方に接続された偏波モード分散要素の主偏波は円偏波である。

【0078】

図9の実施例では（断面図は図10）、偏波変換器はX断面およびZ伝搬方向を有するニオブ酸リチウム結晶からなる。チタンの拡散によって結晶SUB内に導波体WGが形成されている。結晶上に例えば二酸化シリコンからなる絶縁用のバッファ層PUFを取り付けることができるが、必ずしもそうしなくてもよい。結晶と同様にこれは駆動波長において透明である。バッファ層上または結晶上に導通電極ELi、EMi、ERi（ $i=1 \dots n$ ）が被着されている。ここでは $n=4$ とするがその他の値も可能である。これらの電極は金属、例えばアルミ

ニウムから成るが、インジウム - すず - 酸化物ITOのような透明な導電材料から成っていてもよい。この実施例ではバッファ層PUFは中央の電極の下だけに存在する。このことは、外側の電極 EL_i 、 ER_i の間にだけあるフィールドがDCドリフトを受けないという利点を有する。電極導電性の減衰度の増大は、外側電極 EL_i 、 ER_i の領域における光波がすでにきわめて大幅に減衰しているので、全く生じないかまたはきわめてわずかな程度にしか生じない。

【0079】

電極 EL_i 、 EM_i 、 ER_i はセグメント化されているので、4つの偏波操作素子 SBC_i ($i=1 \dots 4$)が存在する。中央電極 EM_i は導波体上方にあり、左方および右方の電極 EL_i 、 ER_i は導波体WGの両側に平行に取り付けられている。種々のセグメントの個々の電極を相互接続することができ、例えば全ての電極 EM_i を接続できる。外側の電極 ER_i 、 EL_i 間に逆電圧 UP_i ($i=1 \dots 4$)を加えることによって横方向の電気波 (TE波) および横方向の磁気波 (TM波) の間の差動位相シフトが生じる。導波体の複屈折が不可避であることに基づいて、位相の適合化、すなわちTE - TM位相シフトの消失を達成するために、通常、電圧 UP_i の0とは異なった電圧値 UP_{i0} が必要である。それによりZ伝搬方向の代わりに別の伝搬方向も選択することができ、これらの伝搬方向はわずかな直線を除けばZ軸に近づく。というのは、導波体複屈折はわずかだけ複屈折する結晶断面によって近似的に補償することができるからである。ただし通常0でない電圧値 UP_{i0} が位相の適合化のために必要である。なぜならこの適合化が一般に不完全だからである。

【0080】

中央電極 EM_i に対して外側電極 EL_i 、 ER_i に整流された電圧 UC_i ($i=1 \dots 4$) が印加されるとTE - TMモード変換が得られる。電圧 UC_i が消失する際にはモード変換は理想的には0に等しいが、電極がわずかに横方向で導波体に対するY方向へずれている場合、そのために電圧 UC_{i0} が必要なことがある。反対電圧および整流された電圧 UP_i および UC_i の組合せによってTE - TM位相シフトおよびTE - TMモード変換のそれぞれ任意の組合せが達成できる。このような偏波操作素子をソレイルバビネット補償器 (Soleil-Babinet

-Kompensator) SBCとも称する。SBC_iの遅延 ϕ はモード変換のないTE-TM位相シフトと位相シフトのないTE-TMモード変換との幾何学的加算によって生じ、したがって $\phi_i = \sqrt{(b_b * (UC_i - UC_{i0}))^2 + (a_a * UP_i - UP_{i0})^2}$ によって生じる。遅延 ϕ_i は以下において常に正であるものとする。すなわち負の遅延は交換された固有モードに関して正のものによって示される。定数 a_a 、 b_b は電気的および光学的なフィールドの間の重なり積分によって決められる。SBCは直交する直線偏波特性を有する遅延 ϕ の線形の光波プレートとして作用する。これらの固有モードのうち1つの上昇角の2倍のタンジェントは、比 $(b_b * (UC_i - UC_{i0})) / (a_a * (UP_i - UP_{i0}))$ に比例する。すでに述べたように、 UC_{i0} は理想的には0に等しい。

【0081】

円偏波状態をそれぞれ任意の偏波状態に偏波変換し、またその逆に変換するためにSBC_iは遅延 $\phi_i = 0 \dots \pi$ を有し、IEEE J. Lightwave Techn. 6 (1988) 7、第1199頁～第1207頁を参照されたい。なおSBCの複数個に分割することにより常に同様に所望の偏波変換が可能となり、ここで遅延の和の調整能力は分配されたSBCの調整能力と同じであることを指摘しておく。円偏波状態をそれぞれ任意の偏波状態に偏波変換し、またその逆に変換するために、例えばそれぞれ $0 \dots \pi/2$ の遅延を有する2つのSBCを利用することもできる。そのために図9においてSBC2およびSBC3が使用される。出力側に同様に構成されたSBC4が存在する。有利にはこれは固有モードを有する1/4波長板として作用し、この固有モードはチップ表面に対して平行または垂直である。構造長を最小にするために、導波体WGはSBC4内またはその直前で角度 WI だけ湾曲されている。しかしこの湾曲は省略してもよい。湾曲は基板材料の材料複屈折も引き起こすので、SBC4がSBC2またはSBC3より短い構造長を有することができるという利点を有する。有利には、適切な長さを選択すればSBC4のための電極は全く必要ない。なぜなら相応する導波体片がそれ自体でこの種の1/4波長板として作用するからである。ただしその振幅において通常は特別の意味を有さないが不可避の不正確性を補

償できるようにするために、比較的短い電極ER4、EM4、EL4を設けると有利でありかつ充分である。電圧UP4によってSBC4の遅延（0° および90° の固有モードを有する）は必要な値 $\phi_4 = \pi/2$ または $\phi_4 = -\pi/2$ に調整することができる。バッファ層が電極ER4、EL4の下方に存在しないため、この電圧はDCドリフトを全く受けないか、または僅かしか受けない。電圧UC4は必要ない。これらの値に対するUC4およびUP4の偏差は、一時的に偏波変換の比の理想的な特性を補償するために、または別の目的のために完全に許容可能である。これはDCドリフトの時定数がきわめて大きいためである。

【0082】

出力側に偏波保持導波体PMFBが接続されており、その主偏波（軸線）はチップ表面に対して45° の角度を有する。SBC4の入力側における円偏波はSBC4の端部で±45° の偏波に変換されるので、SBC2、SBC3は偏波変換器として作用し、この偏波変換器は偏波モード分散補償器またはPMD補償器に使用することができる。対称性のために、また偏波変換器を一層容易に駆動制御できるようにするために、チップの入力側は同様に構成されている。すなわち主偏波とチップ表面との間に45° の角度を有する偏波保持導波体PMFAに、角度WIをなして延びる短いソレイルバビネット補償器SBC1が続き、この補償器の電極はソレイルバビネット補償器SBC4の際のように、1/4波長板としての長さおよび角度選択の際に省略してもよい。続いてソレイルバビネット補償器SBC2、SBC3が続く。SBC2、SBC3の領域における導波体WGの延長とSBC1、SBC4における延長との間の角度WIは導波体PMFA、PMFBへの結合の際には困難をもたらさない。なぜならチップの端面は所定の限界において任意の角度で切断することができるからである。ソレイルバビネット補償器SBC1、SBC4の導波体に対して導波体PMFA、PMFBが生じる角度は、チップ端面の角度、屈折率および屈折の法則によって決まる。

【0083】

チップはソレイルバビネット補償器SBC1、SBC4がチップ表面に対して平行または垂直に延びた線形の固有モードを有する1/4波長板として作用するように動作する。SBC2、SBC3はともに0と少なくとも π との間において

可変の遅延を有するSBCとして動作する。遅延 $\phi_2 = 0 \dots$ 少なくとも $\pi/2$ 、 $\phi_3 = 0 \dots$ 少なくとも $\pi/2$ を有するSBC2、SBC3におけるセグメント化は、個別の固有モードの可変性が同時に存在するため、不可避の不正確性に対してセグメント化されないSBCより良好な補償能力を提供するが、制御電圧の数を減少するためにセグメント化を省略してもよい。しかし場合によってはさらに大きな達成可能な全遅延を有するさらに多くのセグメントを設けてもよい。PMFA、PMFBが互いに 90° だけずらされてチップの端面に取り付けられているか、または同じ上昇角でチップの端面に取り付けられているかに応じて、遅延0の場合の差動群遅延時間の加算または減算が生じる。 $1/4$ 波長板の1つSBC1、SBC4が場合により異なった構成の長さおよび/または角度W1によって前述のかたちに代えて $3/4$ 波長板として構成されている場合、機能はちょうど加算と減算とが交換されるように変化する。

【0084】

図11にはさらに、このように構成された複数の偏波変換器SUB1... SUB4を有するPMD補償器と、これらの補償器間または補償器の後方に接続された偏波保持光導波体PMF1... PMF4とが示されている。この光導波体は差動群遅延時間とチップ表面に対して $\pm 45^\circ$ で延びる直線偏波された主偏波とを有する。従来の技術に比べてこのようにはっきりと減少した偏波変換器の構造長、簡単化された制御、およびとりわけ本発明によれば一層良好なDCドリフトの抑圧能力が得られる。チップ入力側はIN1... IN4であり、チップ出力側はOUT1... OUT4であり、チップ入力側IN1は同時にPMD補償器の入力側INであり、光導波体PMFの出力側OUTはPMD補償器の出力側である。光導波体PMF1... PMF4の所定の偏波、例えば緩慢なほうの主偏波はそれぞれチップ出力側OUT1、OUT2、OUT3でY軸に対して 45° をなし、チップ入力側IN2、IN3、IN4で -45° をなすように調整されている。SBC1およびSBC4が偏波変換器SUB1... SUB4では実際には同じ固有モードの $1/4$ 波長板として動作することを前提として（その際ここには偏波保持光導波体が接続されていないので、SUB1におけるSBC1が例外を形成する）、SBC1およびSBC4によって、各チップSUB1...

．SUB 3のSBC 4の始端における円主偏波が各チップSUB 2．．．SUB 4のSBC 1の終端における同じ円主偏波へ移される。このことはそれぞれのチップSUB 2．．．SUB 4における遅延 $\phi_2 = 0$ および $\phi_3 = 0$ において、偏波保持光導波体PMF 1．．．PMF 4の差動群遅延時間が加算されることを表わしている。

【0085】

それぞれの基板SUB 1．．．SUB 4上のSBC 2およびSBC 3はともにそれぞれ1つのモード変換器 P_i ($i = 1 \dots m$ 、ここで図11では $m = 4$)を形成している。これらの変換器は変換可能な偏波としての円偏波と同時に、モード変換器がない場合の導波体の主偏波と、隣接するモード変換器 P_i および $P_{(i+1)}$ を結合する共通の導波体の主偏波とを有する。

【0086】

図12には基板SUB 1の構成形態が示されている。ソレイルバビネット補償器SBC 2、SBC 3はここでは円偏波のモード変換器を形成しており、かつソレイルバビネット補償器SBC 4によりSBC 3の出力側で次の偏波に依存する導波体PMF 1の円主偏波が生じる。1/4波長板として動作する構成要素SBC 1およびSBC 2前方の導波体湾曲部は基板SUB 1上では不利であるか、必要ないか、または設けられていない。これは完全なモード変換器によって遅延 $\phi_a = \pi$ を有する回転波長板として動作する。そのために $V_{1a} = V_{xa} * \cos(\gamma_a - \phi(t)/2)$ および $V_{2a} = V_{ya} * \cos(\gamma_a - \alpha_a - \phi(t)/2)$ であることが必要であり、ここで $(UP_a - UP_{a0}) = V_{1a}$ 、 $V_{xa} = \pi/a_a$ 、 $(UC_a - UC_{a0}) = V_{2a}$ 、 $V_{ya} = \pi/b_b$ である。例えば $\phi(t) = \Omega * t$ が選択され、ここでも Ω は低い角速度である。電極の同じ電圧耐性を前提として、ソレイルバビネット補償器SBC aの長さはSBC 2、SBC 3の長さの和に等しい。基板SUB j ($j = 1 \dots 4$)上におけるモード変換器SBC 2、SBC 3は基本的に並列接続することができる。この場合、これらは電圧 $(UP_j - UP_{j0}) = V_{1j}$ 、 $(UC_j - UC_{j0}) = V_{2j}$ によって駆動され、その際に本発明によれば $V_{1j} = V_{xj} * \cos(\gamma_j - \phi(t))$ または $V_{2j} = V_{yj} * \cos(\gamma_j - \alpha_j - \phi(t))$; $j = 1 \dots 4$ が

成り立つ。しかしこれらのSBC2、SBC3およびその他の構成要素が理想的に実現されていない状態に比べて大きな可変性が存在することにより、常に所望の偏波変換またはPMD補償が得られるように構成されたこれらの電圧に対して追加的な変形が可能となる。導波体WGを介した電極EMj ($j = 1 \dots 4$, a) を正確に調整すれば $UC_j = 0$ である。さらに電極ELj、ERjの下方にはバッファ層が存在しないので、そこでは UP_j が0でなくともDCドリフトは生じない。DCドリフトが通常生じる個々の位置は電極EMjである。しかしこれらは平均値のない電圧を受け取るので、本発明によればこの実施例においてもDCドリフトは回避される。

【0087】

モード変換器SBCaの代わりに、例えばファラデー回転器などのサークルリターダまたは基板SUB1の回転を利用してもよく、この基板の位相遅延 $\phi(t)$ は、これらの固有モード（および同時にこれに続く導波体片の主偏波）の間で、すでに前の実施例におけるように、関数 $\cos(\phi(t))$ および $\sin(\phi(t))$ の平均値が消失するという条件を満たしている。

【0088】

図13により本発明の別種の実施例を説明するが、これは同じ発明の思想に基づいている。図10および12におけるものと同様にX断面およびZ伝搬方向を有するニオブ酸リチウム基板SUBが設けられている。バッファ層PUFは端から端まで存在しているが、図10におけるように構成してもよく、または透明な電極が設けられる場合には完全に省略してもよい。導波体WGは長手方向にセグメント化された3つの電極によって覆われるか、または側方に同伴される。電極ELi、EMi、ERiは $n=8$ の偏波操作素子SBCi ($i = 1 \dots n$) が存在するようにセグメント化されている。これらの電極に加えられる電圧は図10によれば UP_i および UC_i である。別の数nも可能である。

【0089】

すでに指摘したように、円偏波をそれぞれ任意の偏波状態にまたはその逆に偏波変換するためにSBCiは遅延 $\phi_i = 0 \dots \pi$ を有することができ、Noe, R., Heinrich, H., Hoffmann, D., Endless

polarization control system for coherent optics、IEEE J. Lightwave Techn. 6 (1988) 7、第1199～第1207頁を参照されたい。これはここに記載されているように別のものによって補充することができる。直線偏波をそれぞれ任意の偏波状態にまたはその逆に偏波変換するために、遅延 $\pi/2$ 、 π の2つのSBCを任意の順序で利用することができ、したがって電子光学的な回転可能な $1/4$ および半波長板が利用できる。それぞれ任意のものをそれぞれ任意の別の偏波状態に変換するために、遅延 $\phi_i = 0 \dots 2\pi$ を有する2つのSBC $_i$ が利用されており、N. G. Walker, G. R. Walker, 'Polarization control for coherent communications'、IEEE J. Lightwave Techn. 8 (1990)、第438頁～第458頁を参照されたい。この目的で遅延 $\pi/2$ 、 π 、 $\pi/2$ を有する3つのSBCが利用でき、したがって電気光学的に回転可能な $1/4$ 波長板、 $1/2$ 波長板および再び $1/4$ 波長板が利用できる。これについてはF. Heismann, M. S. Whalen, 'Fast automatic polarization control system'、IEEE Photon Techn. Lett. 4 (1992)、第503～第505頁を参照されたい。さらにこのために遅延 $0 \dots \pi$ を有するSBCや遅延 π を有する別のSBCでも充分である。

【0090】

さらに遅延 ϕ_i の最大値 $\phi_{i\max}$ を有する見出されたコンフィグレーションの代わりに、常に1つまたは複数の遅延 ϕ_i を最小値または0とこの最大値 $\phi_{i\max}$ との間で任意に選択できるコンフィグレーションも利用可能である。このことは、それぞれ任意の偏波状態をそれぞれ任意の別の偏波状態に変換するために、例えば遅延 $\phi_1 = 0 \dots \pi/2$ 、 $\phi_2 = 0 \dots \pi$ 、 $\phi_3 = 0 \dots \pi/2$ を有する3つのSBCを利用することができ、または遅延 $\phi_1 = 0 \dots \pi/2$ 、 $\phi_2 = 0 \dots \pi$ を有する2つのSBCを利用することができることを表わしている。同様に平面の偏波状態をそれぞれ任意の偏波状態にまたはその逆に変換するために、遅延 $\phi_1 = 0 \dots \pi/2$ 、 $\phi_2 = 0 \dots \pi$ を有する2つのS

BCを任意の順序で利用することができる。

【0091】

さらに1つのSBCを複数個に分割でき、その際に遅延の和の調整能力が分割されたSBCの調整能力と同じであるということにより、常に同様に所望の偏波変換が可能となる。このようにして円偏波をそれぞれ任意の偏波状態にまたはその逆に変換するためにそれぞれ $0 \dots \pi/2$ の遅延を有する2つのSBCを利用できるし、また直線偏波をそれぞれ任意の偏波状態にまたはその逆に変換するために3つのSBCを利用できるし、それぞれ任意の偏波をそれぞれ別の任意の偏波状態に変換するために、4つのSBCを利用することもできる。いずれの場合にもそれ以上のSBCを追加することもできる。

【0092】

偏波変換器の機能に関してTgungsband 3 der European Conference on Optical Communications、1998年9月20～24日、Madrid、Spanien、第55頁、第57頁に、PMD補償器内における偏波変換器は差動遅延セクションの主偏波をそれぞれ任意の偏波に持続的に変換できるように構成することが記載されている。前述の点に関して、円主偏波の場合、これに対して遅延 $0 \dots \pi$ を有する1つのSBCで充分である。線形主偏波の場合、これに対して例えば任意の順序で遅延 π 、 $\pi/2$ または $0 \dots \pi$ 、 $0 \dots \pi/2$ を有する2つのSBCが必要である。いずれの場合にも、複数個のSBCへの分割、または個別または全体で大きな最大遅延を有するSBCへの分割が（前述のように）可能である。文献では、必要な偏波変換を不完全なモード変換により複数のモード変換器へ分割することも説明されている。モード変換は差動遅延セクションによって分離して行われる。前記のことから、少なくとも1つのモード変換器、例えばSBCが偏波変換器として利用できることは明らかである。またそれぞれ複数のモード変換器またはSBCが存在し、これらが有する遅延が大きくなるにつれて、偏波変換器はPMD補償器の部分として機能的に有用である。図13の実施例では一般的な数nの場合が示されているが、前述の全てのケースを個々の素子の省略または隣接するソレイルバビネット補償器SBCの結合によって実現することができる。前述

したケースに関して、このような隣接する4つのSBCがここでは通常の偏波変換のために利用される。線形主偏波の場合における別の例は、任意の順序で遅延 π 、 $\pi/2$ または $0 \dots \pi$ 、 $0 \dots \pi/2$ を有する2つのSBCである。

【0093】

ただし低減された機能を有する代替りの実施例として、位相シフト電圧 UP_i が一定、例えば $UP_i 0$ に等しくまたは0に等しく選択することができるか、またはモード変換電圧 UC_i が一定または0に等しく選択できることを言及しておく。最後に挙げたケースでは電極 EM_i は省略することができる。簡単化のために以下において、これらの簡単化された偏波操作要素が利用できる場合でも、常にSBCについて述べる。別の実施例として、位相および直角位相におけるモード変換を可能にする全てのモード変換器が利用される。このことは、特に全てのモード変換器（モード変換器セル）が場合によりカスケード接続され、位相によるモード変換を可能にする交互のくし電極と、直角位相によるモード変換を可能にするくし電極とが連続している。これらは前に符号 P_1 、 P_j 、 P_n 、 PV_1 、 PV_j 、 PV_n 、 PMC_j 、 PM_j によって挿入されている。このことは、ソレイルバビネット補償器は円偏波のモード変換器であり、前記の偏波操作素子はTEおよびTM偏波の変換器であり、それぞれ両方の直角位相において選択可能であることから明らかである。その場合電圧 UP_j （ j は i と同様に継続インデックスである）は電圧 $V_1 j$ によって置換され、電圧 UC_j は電圧 $V_2 j$ によって置換される。ソレイルバビネット補償器SBC j は、モード変換器 PV_j によって置換するか、または複数のカスケード接続されたモード変換器セル P_j または PM_j によって置換することができる。

【0094】

通常SBCは一定の電圧によって動作しない。なぜなら偏波変換器の方向は、一般に導波体伝送区間の出力側における可変の偏波を偏波モード分散の補償器かつ類似の適用例において別の所望の偏波に移すことにあり、その際にこれらの偏波は一般に可変であるからである。それ故に偏波変換器は通常可変の電圧源によって制御され、これらの電圧源はその情報を制御器から受取る。制御器は、偏波変換器と同様に、偏波制御システムの一部である。本発明によれば、別のソレイ

ルバビネット補償器 $SBC\ i$ ($i = 5 \dots 8$) が動波体に沿って最初の4つの補償器 ($i = 1 \dots 4$) に続いて設けられている。同じことは別の当初の数のモード変換器または SBC からなる偏波変換器にも当てはまり、これらは異なる最大遅延に相応して異なる長さを有さなければならない。まず図14の期間 dt_1 内に、ソレイルバビネット補償器 $SBC\ 1 \dots SBC\ 4$ は通常の偏波制御を行う。これを以下通常動作とも称する。そのために従来技術におけるように制御器 R が設けられており、この制御器は電極電圧または電極部分電圧 $UP\ i$ 、 $UC\ i$ を発生し、外部検出要素、例えば偏波器 P の後方の光検出器 PD によって達成された偏波適合化の度合に関する情報を受ける。このことは図15に示されている。制御器 R としてマイクロプロセッサが特に適している。

【0095】

期間 dt_1 中、別の4つの $SBC\ 5 \dots SBC\ 8$ の電極電圧は、電圧値 $UP\ i_1$ 、 $UC\ i_1$ ($i = 5 \dots 8$) によって、これらの電圧が偏波制御動作に必要な電圧と反対になるように選択されている。後者の状態を以下反転動作と称する。そのために例えば定数 $k = -1$ を有する $UP\ i_1 = k * UP\ i_0$ 、 $UC\ i_1 = k * UC\ i_0$ ($i = 5 \dots 8$) が選択される。すでに指摘したように $UC\ i_0$ は理想的には0に等しい。これに続く期間 dt_{c11} では、反対の電極電圧は $\phi\ i = 0$ ($i = 5 \dots 8$) により緩慢に変化し、 $SBC\ 5 \dots SBC\ 8$ で位相の適合化が得られ、したがって $UP\ i = UP\ i_0$ 、 $UC\ i = UC\ i_0$ ($i = 5 \dots 8$) へシフトされる。ここで要求された偏波変換に生じる障害は $SBC\ 1 \dots SBC\ 4$ での電極電圧の追従制御によって補償される。期間 dt_{c11} 中、位相の適合化は $SBC\ 5 \dots SBC\ 8$ で同時に調整でき、または種々の $SBC\ 5 \dots SBC\ 8$ で順に調整することができる。 $SBC\ 5 \dots SBC\ 8$ で位相の適合化が達成されると、 $SBC\ 4$ の遅延はちょうど存在する動作点 $\phi_4 = \phi_{40}$ から緩慢に $\phi_4 = 0$ まで縮小され、同時に $SBC\ 8$ のものは同程度に $\phi_8 = 0$ から $\phi_8 = \phi_{40}$ に増大する。このことは期間 dt_{t14} 中に行われる。

【0096】

その場合、2つの SBC で $TE - TM$ 位相シフトおよび $TE - TM$ モード変換に同じ比が選択されるので、固有モードの同じ上昇角が生じ、 $SBC\ 8$ は SBC

4の機能を受けもつ。続いてSBC7は期間d t t 1 3で同様にSBC3の機能を受けもち、SBC6は期間d t t 1 2でSBC2の機能を受けもち、SBC5は期間d t t 1 1でSBC1の機能を受けもつ。これが終了すると、SBC1. . . SBC4に位相の適合化に必要な電圧 $UP_i = UP_{i0}$ 、 $UC_i = UC_{i0}$ ($i = 1. . . 4$)のみが加わる。次に期間d t c 1 2でSBC1. . . SBC4における電圧は緩慢に変化し、これらの電圧は偏波制御動作に必要な電圧と反対になり、かつ値 UP_{i1} 、 UC_{i1} ($i = 1. . . 4$)をとり、最も簡単な場合、 $k = -1$ を有する $UP_{i1} = k * UP_{i0}$ 、 $UC_{i1} = k * UC_{i0}$ ($i = 1. . . 4$)をとる。その際に必要な偏波変換に生じる障害はSBC5. . . SBC8での電圧の追従制御によって補償される。これらの変化が終了すると、SBC1. . . SBC4は反転動作において動作する。期間d t 1 ~ d t c 1 2は周期PEの第1の半部である。期間d t 2、d t c 2 1、d t t 2 4、d t t 2 3、d t t 2 2、d t t 2 1、d t c 2 2を有する周期の第2の半部では、本発明の方法は反対の方向および順序において行われ、その際にSBC5. . . SBC8の偏波制御機能は再びSBC1. . . SBC4に戻される。これらの周期PE1、PE2、すなわち電極部分電圧の往復運動は周期的に繰り返される。電極部分電圧 UP_i 、 UC_i の経過は図14に時間tの関数として示されている。

【0097】

最も簡単には、反転動作の際に位相の適合化のための電圧とちょうど逆の電圧 $UP_i = -UP_{i0}$ 、 $UC_i = -UC_{i0}$ をSBCiの電極に加える。例えば UP_4 は期間d t 1、d t c 1 1、d t t 1 4、d t t 1 3、d t t 1 2、d t t 1 1の間に近似的に UP_{40} をとり、期間d t 2中だけ値 UP_{41} をとることは図14から明らかである。本発明によれば、電圧の時間平均値のできるだけ完全な消失を達成するために、 UP_{i1} は有利な実施例では $UP_i \neq k * UP_{i0}$ ($i = 1. . . 8$)に等しく選択され、その際kは-1より負の定数であり、かつ UP_i がゼロ線の上方と下方とに同じ面積を有することを保証する。同様のことは $UC_{i1} = k * UC_{i0}$ に当てはまる。この場合、全ての電極に時間平均された状態で電圧0が加わり、それ故にDCドリフトは生じない。d t c 1 1、d t t 1 4、d t t 1 3、d t t 1 2、d t t 1 1、d t c 1 2、d t c 2 1、d

$t t 24$ 、 $d t t 23$ 、 $d t t 22$ 、 $d t t 21$ 、 $d t c 22$ が $d t 1$ 、 $d t 2$ に対して小さく選択されるかぎり、定数 k は値 -1 に近づく。これはこのとき電極に必要な電圧耐性が小さくなるので有利である。周期の期間自体は、DCドリフトの時定数より小さな同様のオーダ、またはDCドリフトの時定数より明らかに小さなさらに有利なオーダにある。

【0098】

期間 $d t t 14$ 、 $d t t 13$ 、 $d t t 12$ 、 $d t t 11$ における動作はこれに代わる実施例で縮小することができ、そのために必要な時間全体を引き下げることができる。同様なことは期間 $d t t 24$ 、 $d t t 23$ 、 $d t t 22$ 、 $d t t 21$ の動作に対しても当てはまる。これらのことは図16に概略的に示されている。別の実施例では、期間 $d t c 11$ 、 $d t c 12$ 、 $d t c 21$ 、 $d t c 22$ の動作も同様に、実施時間を短縮する目的で、隣接する期間に引き込まれる。多くの適用例に対してこれまで説明したドリフト減少はドリフト補償とほぼ等しく評価して充分である。しかし ϕi が0とは異なるケースで通常動作中に位相の適合化 $U P i 0$ 、 $U C i 0$ のための値から電極電圧 $U P i$ 、 $U C i$ が偏差するために、このように構成された反転動作の間の補償は存在しない。これらの偏差には長い時間にわたって平均化されないかぎり、所定のDC残留ドリフトが残る。

【0099】

それ故に本発明の別の実施例において、制御器Rは電極電圧の時間に関する積分を求める。積分器の代わりに、きわめて大きな時定数、有利には周期 $P E 1$ 、 $P E 2$ の期間より格段に大きな時定数を有するローパスフィルタも使用することができる。このことは以下これ以上特別に説明しない。制御器Rは反転動作において開始されるかまたは印加される電圧値 $U P i 1$ 、 $U C i 1$ を電極電圧 $U P i$ 、 $U C i$ の積分の値が小さくなるように選択する。このことは図16に2つの周期 $P E 1$ 、 $P E 2$ にわたる電圧 $U P i 1$ の時間的な経過の実施例で概略的に示されている。第1の電圧 $U P i 1 1$ は積分 $F 2 1$ （正または負の符号を有する面積）が積分 $F 1 1$ の負の値に等しいように選択される。第2の電圧 $U P i 1 2$ は、積分 $F 2 2$ が積分 $F 1 2$ の負の値に等しいように選択される。電極電圧の積分の不完全な補償または別の方向への過補償は、周期の期間がDCドリフトの時定数

に対して小さいかぎり許容することができる。この補償が1つまたは複数の後続周期において粗悪ではなくできるだけ良好に行われるように注意しなければならない。制御器Rは有利にはデジタルの性質なので、電極電圧の積分（またはそのローパスフィルタ処理）は長い時間にわたって高精度で容易に形成または実行することができる。このようにして完全なドリフトなしが達成される。図13～図16によって説明した本発明の実施例において、DCドリフト補償のための偏波制御に必要な費用はほぼ2倍となった。本発明により追加されたものによるモード変換器またはSBCの数の2倍程度の増加は有利である。さらに多数のモード変換器またはSBCまたはその他の偏波変換器を追加することも可能である。

【0100】

しかも別の場合、すなわち電極が通常の制御動作に要求される電圧を格段に上回る電圧への耐性を有する場合、費用の低減が可能である。 $4 < n < 8$ を有するわずかな新しいSBC（SBC5...SBCn）が当初のSBC1...SBC4に追加される。このことはそれぞれのSBCに対して反転動作におけるわずかな時間を利用できることを表わしてる。それ故に定数kはさらに大幅に負にしなければならない。

【0101】

前述の実施例はニオブ酸リチウムにおける偏波変換器に関するが、本発明は例えばタンタル酸リチウムまたは半導体からなる別の結晶による偏波変換器にも、また一般に同じ数学的な形式に従うあらゆる偏波変換器にも適している。それ故に特許請求の範囲において、前述の幾つかの概念は別のものに置き換えることができ、例えばSBCは偏波操作素子に置換可能であり、電極は制御端子に置換可能であり、位相シフト電圧およびモード変換電圧は部分信号に置換することができる。例えばSBCは別のモード変換器に置換することができ、IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. QE-18, #4, 1982年4月、第767頁～第771頁に記載されているX断面およびY伝搬方向を有するニオブ酸リチウム結晶におけるTE-TMモード変換器に置換可能である。前述の1つまたは複数の偏波変換器は有利には2つの直交する主偏波（偏波の主状態、PSP）の間の差動群遅延時間差を形成または補償す

る構成群に関連して、光偏波モード分散の補償器の1つまたは複数の部分であることができる。

【0102】

少なくとも $\pi/2$ の達成可能な遅延またはそれぞれ任意の偏波状態をそれぞれ任意の別の偏波状態へ持続的に変換する別の組合せを有する当初の4つのSBC (SBC 1 . . . SBC 4) の場合、追加された4つのSBC (SBC 5 . . . SBC 8) による交互の反転動作がいずれの場合でも可能である。また低減された数のSBCまたはモード変換器および/または達成可能な低減された遅延を有する場合にも反転動作は達成可能である。このことは例えばIEEE J. Lightwave Technology, 17, #9, 1999, 第1602頁～第1616頁の式(7)～式(11)によって明らかになる。その際に反転動作すべきSBCまたはモード変換器の機能は少なくとも部分的に1つまたは複数のSBCまたはモード変換器によって引き受けられる。変換器は後者の変換器に直接隣接しているのではなく、例えば1つまたは複数の差動遅延セクションによって分離されている。例えば図11の偏波変換器SUB1は、この時、達成可能な遅延 π 、 $\pi/2$ を有する前方の2つのSBC (または達成可能な遅延 $\pi/2$ を有する3つのSBC) とは異なって、達成可能な遅延 π 、 $\pi/2$ を有する別の2つのSBC (または達成可能な遅延 $\pi/2$ を有する3つのSBC) とのカスケード接続によって交互の反転動作を保証する。水平または垂直の偏波をそれぞれ任意の偏波にまたは逆の偏波に変換するために使用するだけでなく、PMD補償器の図11に示された部分における場合に、有利には光伝搬方向のさらに後方に置かれ有利には同様に構成された偏波変換器SUB2、SUB3、SUB4は、同様にフェーズ d_{tc11} 、 d_{tc12} 、 d_{tc21} 、 d_{tc22} 中に電圧 UP_i' 、 UC_i' 、 UP_i'' 、 UC_i'' 、 $UP_i' ''$ 、 $UC_i' ''$ を光学的PMD補償器の全機能を維持するために変更しなければならない。したがって図14に概略的に示した電圧 UP_8 、 UC_8 の経過は偏波変換器SUB2、SUB3、SUB4における電圧 UP_i' 、 UC_i' 、 UP_i'' 、 UC_i'' 、 $UP_i' ''$ 、 $UC_i' ''$ の経過であってもよい。

【0103】

図14から明らかなように、個々のSBCの周期 $dtc11$ 、 $dtc12$ 、 $dtc21$ 、 $dtc22$ 中の通常動作／反転動作の交換は、偏波制御の時間を定める別のSBCの電圧動作点 $UP40$ 、 $UP30$ 、 $UC40=0$ 、 $UP80$ 、 $UP70$ 、 $UP80=0$ の周囲での比較的迅速な変化を必要とする。

【0104】

しかし通常動作から反転動作への移行またはその逆の移行が別の結晶基板によるSBCの通常動作から反転動作への移行またはその逆の移行によって少なくとも近似的に補償されることを考慮する場合、これらの変化の周波数および変化速度を格段に低減することができる。このことは図20に示されている。配置構成は図11と同様である。PMD補償器の入力側INから出力側OUTまでを光信号OSが通過する。

【0105】

光導波体PMF1、PMF2、PMF3のそれぞれ所定の例えばそれぞれ緩慢な主偏波PSP1は、チップ出力側OUT1、OUT2、OUT3でチップ表面に対して平行となるように調整されている。後続のチップ入力側IM2、IN3、IN4では、このPSP1はそれぞれチップ表面に対して垂直に調整されている。図13によればこれがLiNbO₃結晶のY軸である。図20ではこのことはOUT1、OUT2、OUT3またはIN2、IN3、IN4での記号0°（平行）または90°（垂直）によって示されている。これについて自由選択的にPMF4はOUT4でPSP1に対して0°（平行）に調整することもできる。図1の角度にしたがって調整された主偏波がいずれの場合にもPSP1である場合（これは図では線aで示されている）、遅延セクションPMF1、PMF2、PMF3、PMF4の差動群遅延時間が偏波変換器SUB2、SUB3、SUB4の非駆動状態において加算される。図1の角度にしたがって調整された主偏波が交差的にPSP1ないしPSP2となる場合（このことは線bに示されている）、偏波変換器SUB2、SUB3、SUB4の非駆動状態においてそれぞれ隣接する遅延セクションPMF1、PMF2、PMF3、PMF4の差動群遅延時間が減算される。適用例に応じて第1に述べた手段または第2に述べた手段が有利である。別の構成、例えばPMF1、PMF2、PMF3、PMF4の角度調

整のためのPSP2、PSP2、PSP1、PSP1も可能である。その他の結晶断面を有する偏波変換器によって別の変形を考えることもできる。

【0106】

この配置構成の特別な利点は図21から明らかである。偏波変換器SUB1、... SUB4（それぞれ図13にしたがって構成されている）上のSBCは同じ製造条件において少なくとも類似した内部複屈折率を有する。SBCおよび電圧は、SUB1で SBC_i 、 UP_i 、 UC_i 、SUB2で SBC_i' 、 UP_i' 、 UC_i' 、SUB3で SBC_i'' 、 UP_i'' 、 UC_i'' 、SUB4で SBC_i''' 、 UP_i''' 、 UC_i''' であり、ここで $i=1 \dots n$ であるものとする。 SBC_1 、 SBC_1' 、 SBC_1'' 、 SBC_1''' は、それぞれの入力側IN1、IN2、IN3、IN4へ配向されており、一方 SBC_n 、 SBC_n' 、 SBC_n'' 、 SBC_n''' はそれぞれの出力側OUT1、OUT2、OUT3、OUT4へ配向されているとする。数 n は例えば8であるが、基本的にはすでに述べたように1より大きい別の全ての数が可能である。 $n=2u$ のケースでは u 個のSBCを有する偏波変換器が同様に u 個のSBCを有する構成の別の偏波変換器で補充される。しかし1より大きい奇数の n も可能である。同様にSBCのそれぞれの長さが異なってもよい。

【0107】

電圧 UP_{i0} 、 UP_{i0}' 、 UP_{i0}'' 、 UP_{i0}''' は、SUB1... SUB4の同じ製造条件においてほぼ同一である。電圧 UP_{i0} 、 UP_{i0}' 、 UP_{i0}'' 、 UP_{i0}''' はこのときほぼ同一であり、ほぼ0に等しい。PMF1... PMF3においてそれぞれ 90° の回転が行われることにより、UP5... UP8の変化は、当該のSBC5... SBC8および SBC_1' ... SBC_4' にモード変換が存在しないかぎり、 UP_1' ... UP_4' の整流された変化によって補償される。 UC_5 ... UC_8 および UC_1' ... UC_4' はそのために少なくとも近似的に0に等しくなければならない。同様のことはPMF2の前方および後方のSBCに対して、またPMF3の前方および後方のSBCに対して成り立つ。それ故に通常動作と反転動作との間の交番はそれぞれ同じ時点で差動遅延セクションPMF1... PMF3の前方および後方のSBC

で行われるようにする。したがってSBC 1 . . . SBC 4が通常動作にある場合、SBC 5' . . . SBC 8'、SBC 1" . . . SBC 4" およびSBC 5' " . . . SBC 8' " も通常動作を行っている。このことは反転動作にも同様に当てはまる。SBC 5 . . . SBC 8が通常動作にある場合、SBC 1' . . . SBC 4'、SBC 5" . . . SBC 8" およびSBC 1' " . . . SBC 4' " も通常動作を行っている。このことは反転動作にも同様に当てはまる。SBC 5' " . . . SBC 8' " の通常動作と反転動作との間の交番は、PMF 4の0°調整のためいずれにせよ通常のPMD補償に重要性を有さない。このことは理想的にはSBC 1 . . . SBC 4の通常動作と反転動作との間の交番のみをSBC 5 . . . SBC 8によって補償すればよいことを表わしている。これに対してSBC 5 . . . SBC 8およびSBC i、SBC i'、SBC i" における交番は無害である。その結果これらの交番はずっと急速に行うことができるか、またはSUB 1 . . . SUB 4の理想的でない状態を良好に克服することができる。

【0108】

図21はSBC 5 . . . SBC 8およびSBC 1' . . . SBC 4'の通常動作から反転動作への交番およびその逆の交番を例として示している。同様な構成部分SUB 1、SUB 2を前提として、交番d t c 22中のUP 5 . . . UP 8、UP 1' . . . UP 4'の経過を同一に選定することができ、電圧UC 5 . . . UC 8、UC 1' . . . UC 4'も同様に同一に、しかも0に等しく選定することができる。SBC 1 . . . SBC 4、SBC 5' . . . SBC 8'で理想的にはd t c 22中の電圧変化は全く必要なく、このことにより一定の電圧Up 1 . . . UP 4、UP 5' . . . UP 8'、UC 1 . . . UC 4、UC 5' . . . UC 8'が得られる。

【0109】

同様に周期d t c 11中にSBC 5 . . . SBC 8、SBC 1' . . . SBC 4'の反転動作から通常動作への交番が行われる。唯一の相違点はSBC 1 . . . SBC 4、SBC 5' . . . SBC 8'が通常動作を行うため、電圧Up 1 . . . UP 4、UP 5' . . . UP 8'、UC 1 . . . UC 4、UC 5' . . .

UC8' が今度は別の一定値をとることにある。

【0110】

必要な電圧および生じる複屈折率が同一でない場合、d t c 2 2、d t c 1 1 中の電圧 $U_{p1} \dots U_{p4}$ 、 $U_{p5'} \dots U_{p8'}$ 、 $U_{C1} \dots U_{C4}$ 、 $U_{C5'} \dots U_{C8'}$ の本来は必要な変化の少なくとも一部がオーバーフローとなることがある。ただし全体では制御過程の著しい簡単化が達成される。

【0111】

0° の一方端部と 90° の他方端部とで $PMF1 \dots PMF4$ を結合する別の利点は、これら両側の端部で結合減衰の偏波依存性が補償されることである。

【0112】

$PMF1 \dots PMF4$ をそれぞれ 0° および 90° で $SUB1 \dots SUB4$ に結合するのではなく、対となった同じ配向によって、例えば常に 0° で結合する手法も存在する。ただしこのときには $SUB1$ 、 $SUB2$ 、 $SUB3$ 、 $SUB4$ が交番的に正および負となる内部の複屈折率、すなわち通常動作において多かれ少なかれ補償すべき複屈折を有する。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明による補償器の基本構成を示す図である。

【図2】

偏波ビームスプリッタを有するPMD補償器を示す図である。

【図3】

PMD補償器のための制御装置を示す図である。

【図4】

本発明による補償器の変形を示す図である。

【図5】

変調角度関数の時間線図である。

【図6】

変換器制御電圧の時間線図である。

【図7】

変換器セルを有する変形例を示す図である。

【図 8】

変換器セルを有する基本回路図である。

【図 9】

本発明による偏波変換器の基本構成を示す図である。

【図 10】

図 9 による偏波変換器の断面図である。

【図 11】

複数の偏波変換器を有する偏波モード分散の補償器を示す図である。

【図 12】

本発明による別の偏波変換器の基本構成を示す図である。

【図 13】

本発明によるその他の偏波変換器の基本構成を示す図である。

【図 14】

制御電圧の時間線図である。

【図 15】

偏波変換器を有する制御装置を示す図である。

【図 16】

制御電圧の別の時間線図である。

【図 17】

モード変換器またはモード変換器セルを示す図である。

【図 18】

別のモード変換器またはモード変換器セルを示す図である。

【図 19】

後続の偏波ビームスプリッタを有する本発明による偏波変換器の基本構成を示す図である。

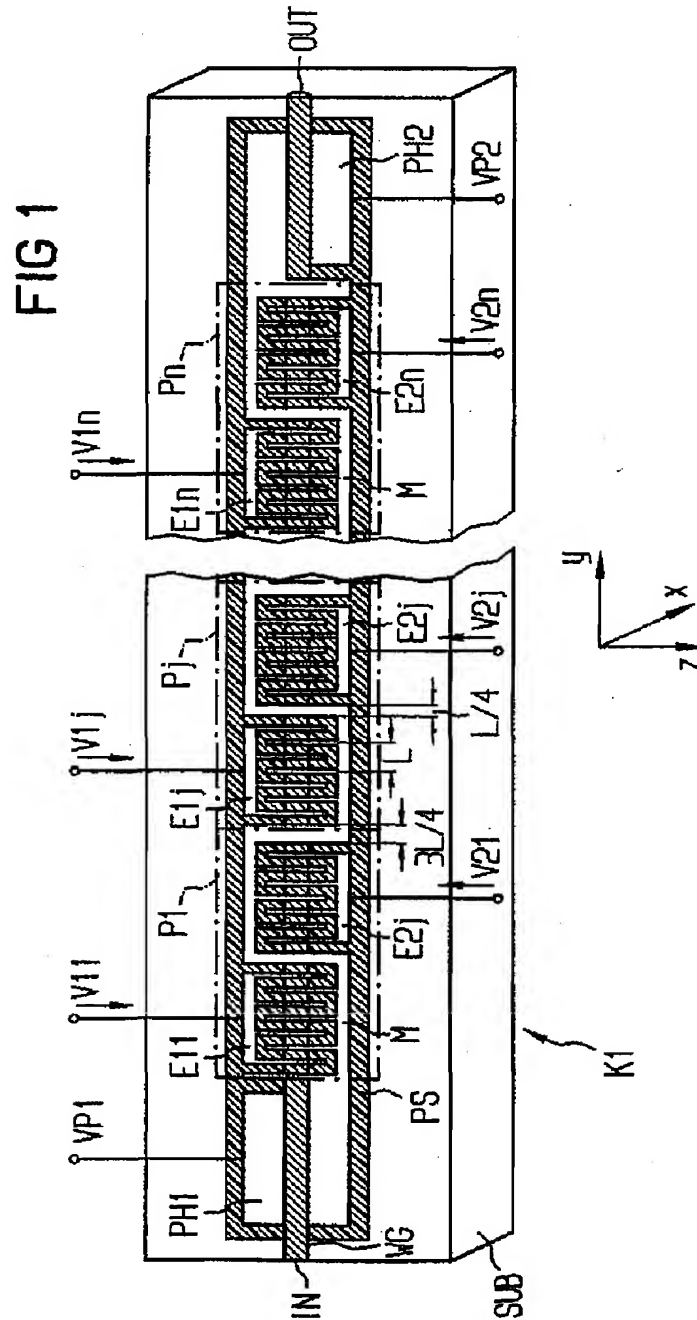
【図 20】

複数の偏波変換器を有する偏波モード分散の別の補償器を示す図である。

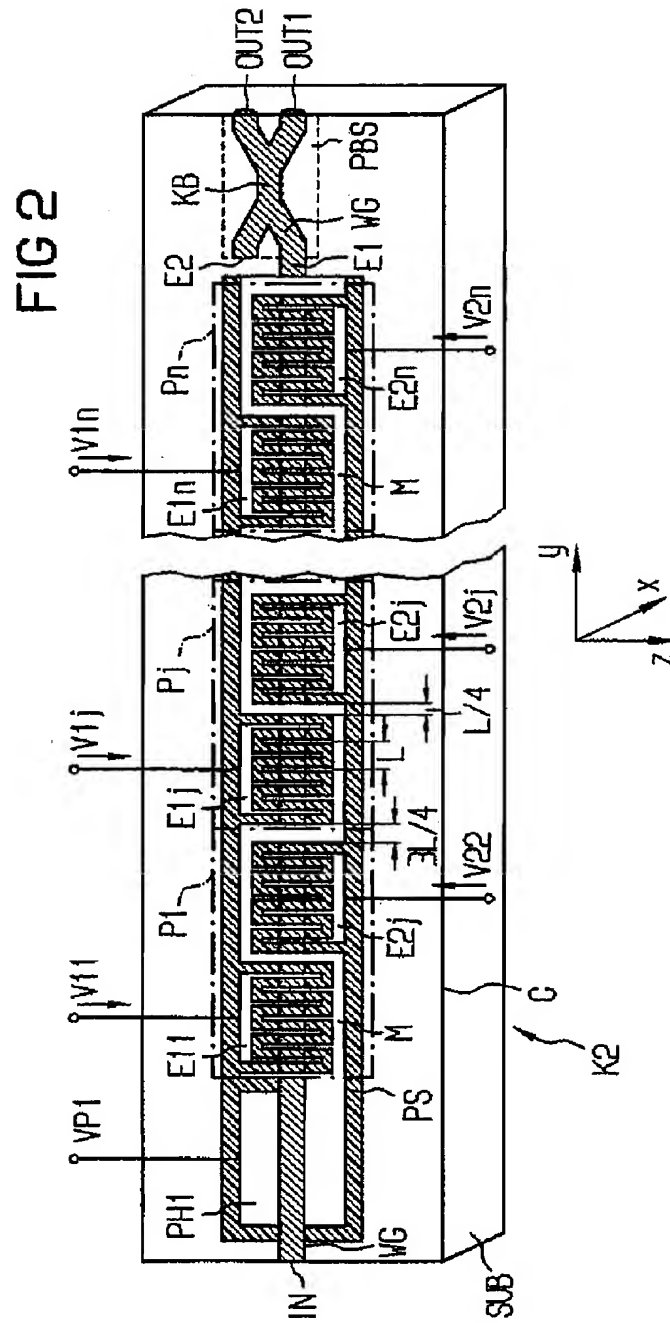
【図 21】

制御電圧の別の時間線図である。

【図1】

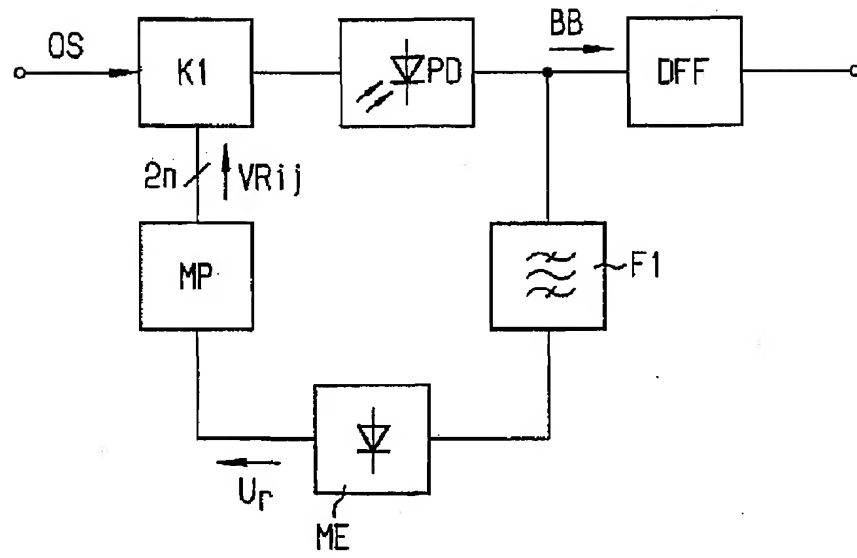


【图2】

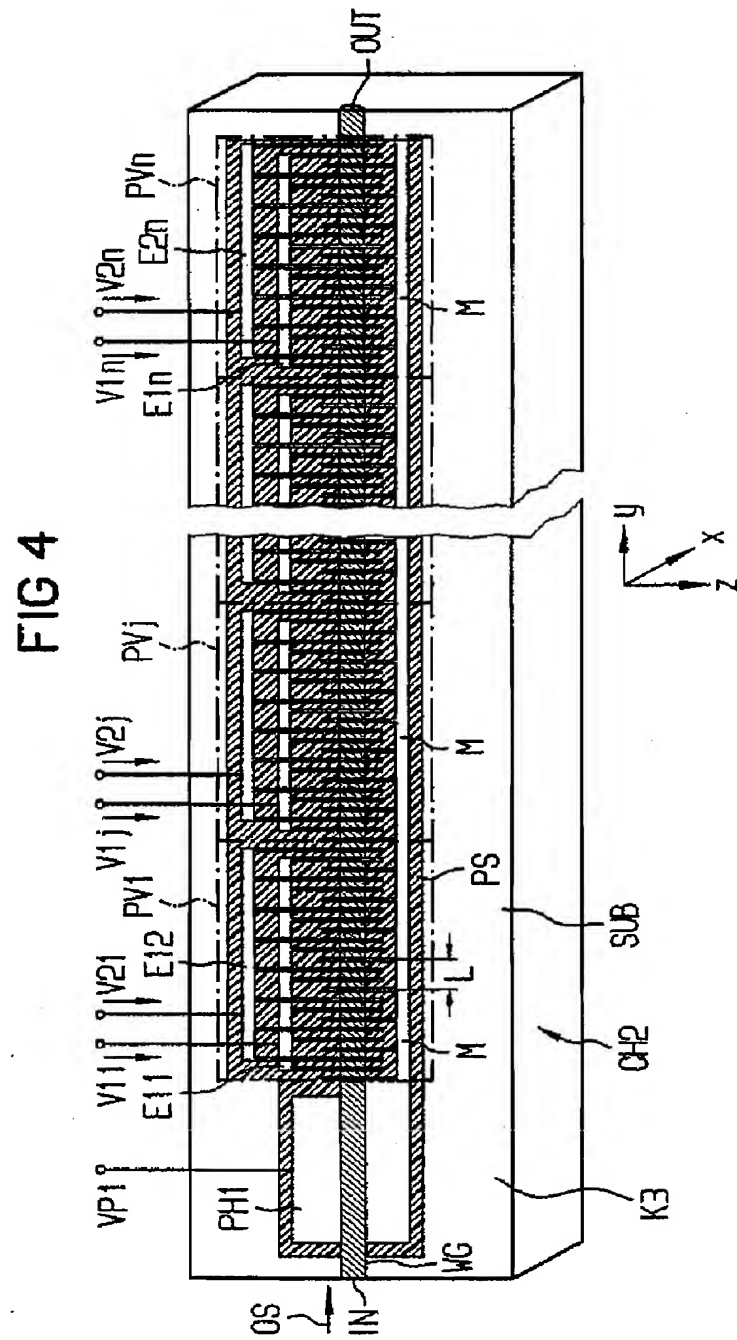


【图 3】

FIG 3

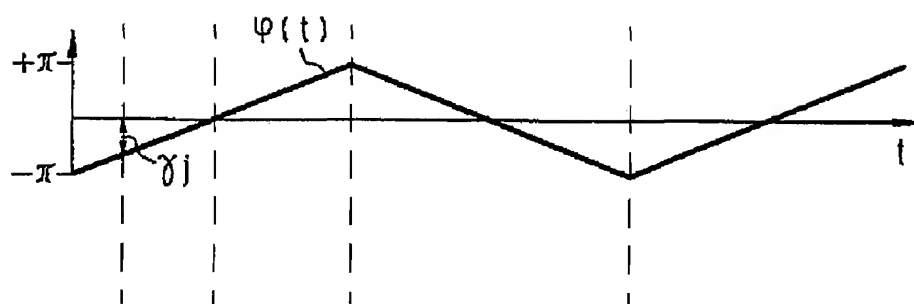


【図 4】



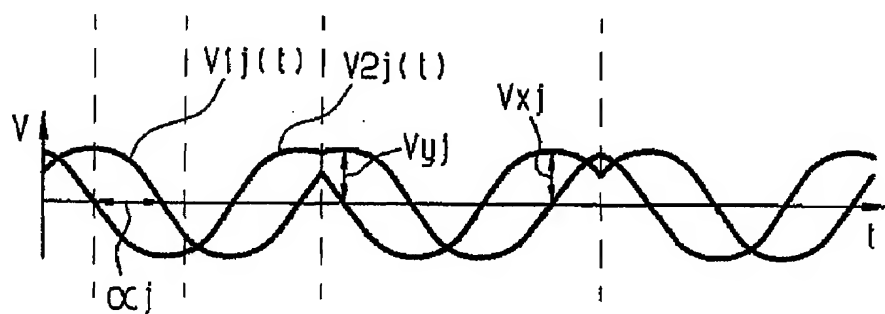
【图5】

FIG 5

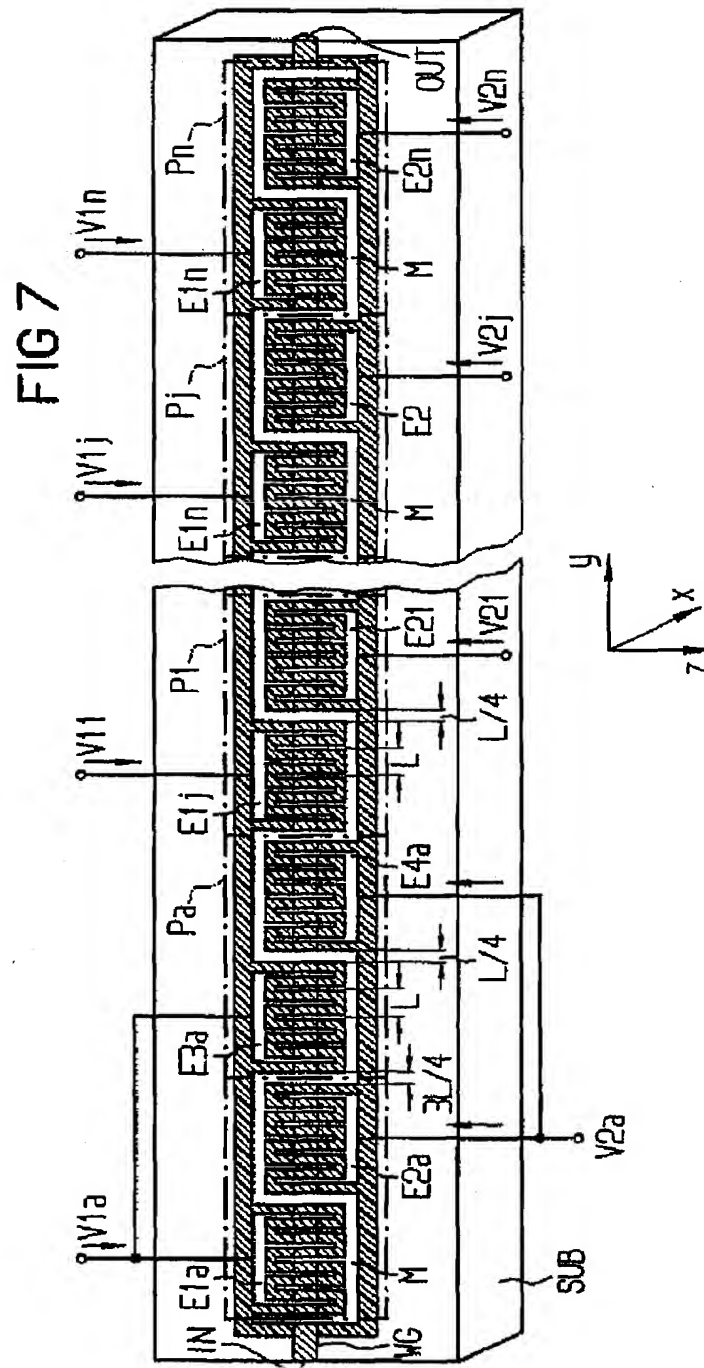


【图6】

FIG 6

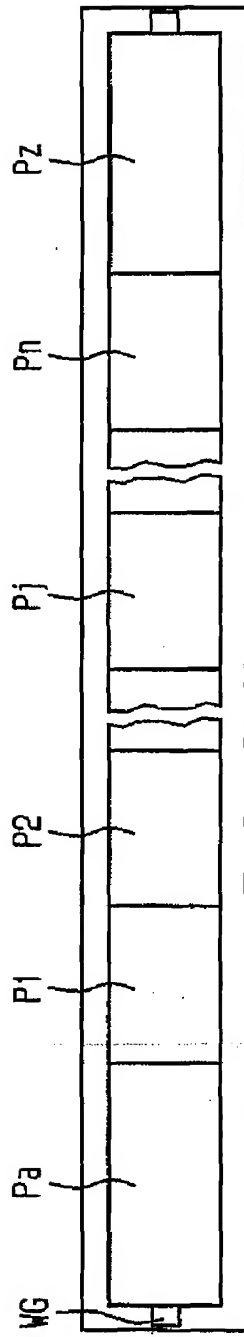


【图 7】

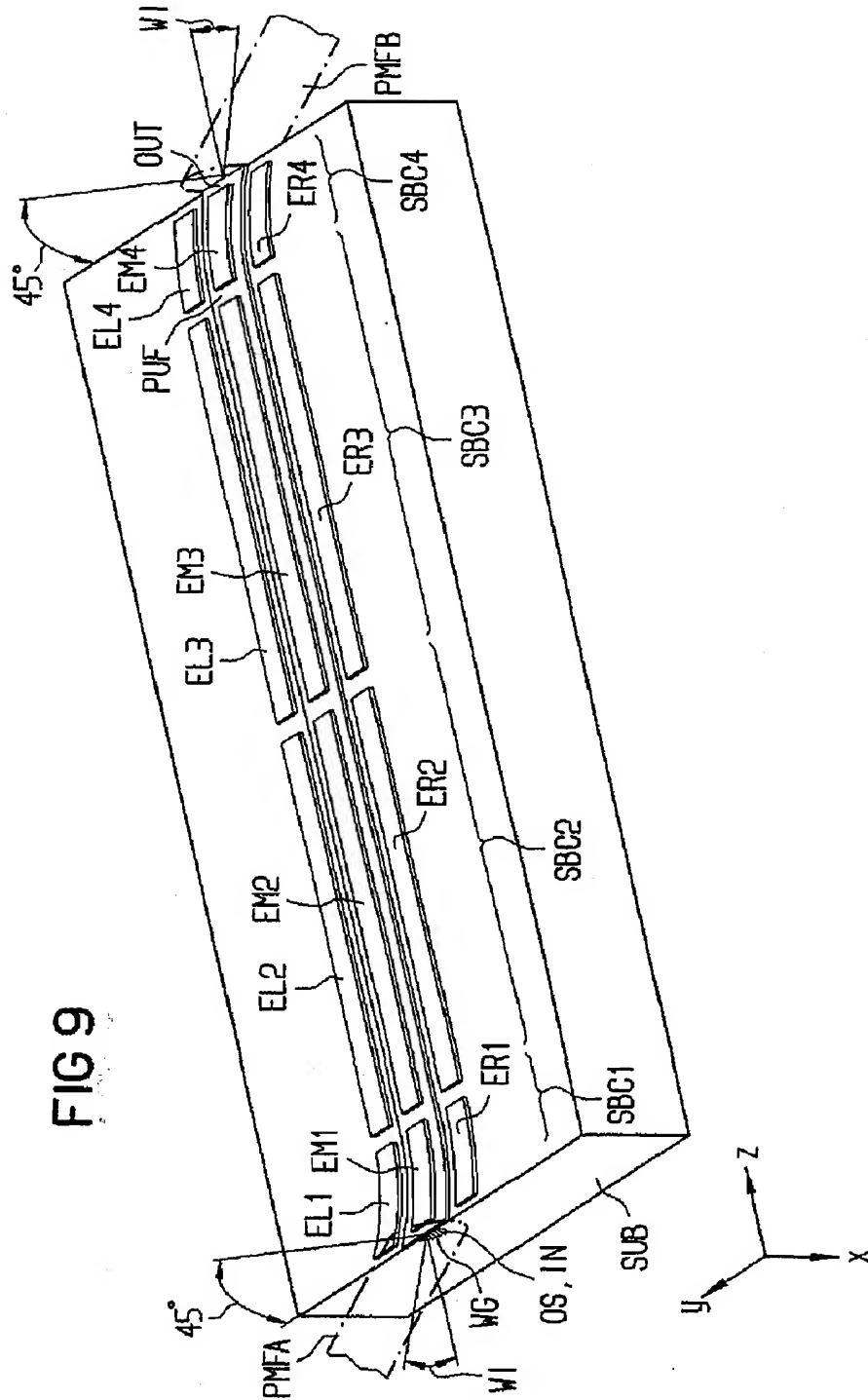


【図8】

FIG 8

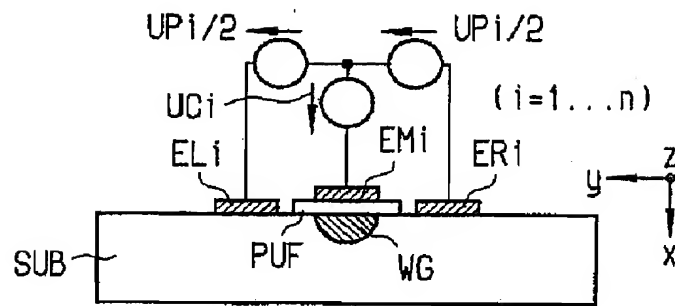


【図9】



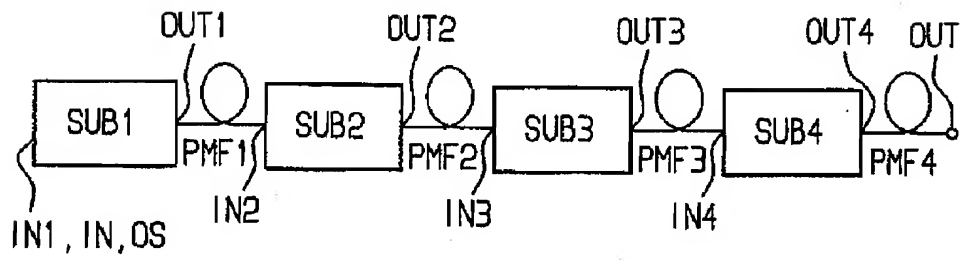
【図10】

FIG 10

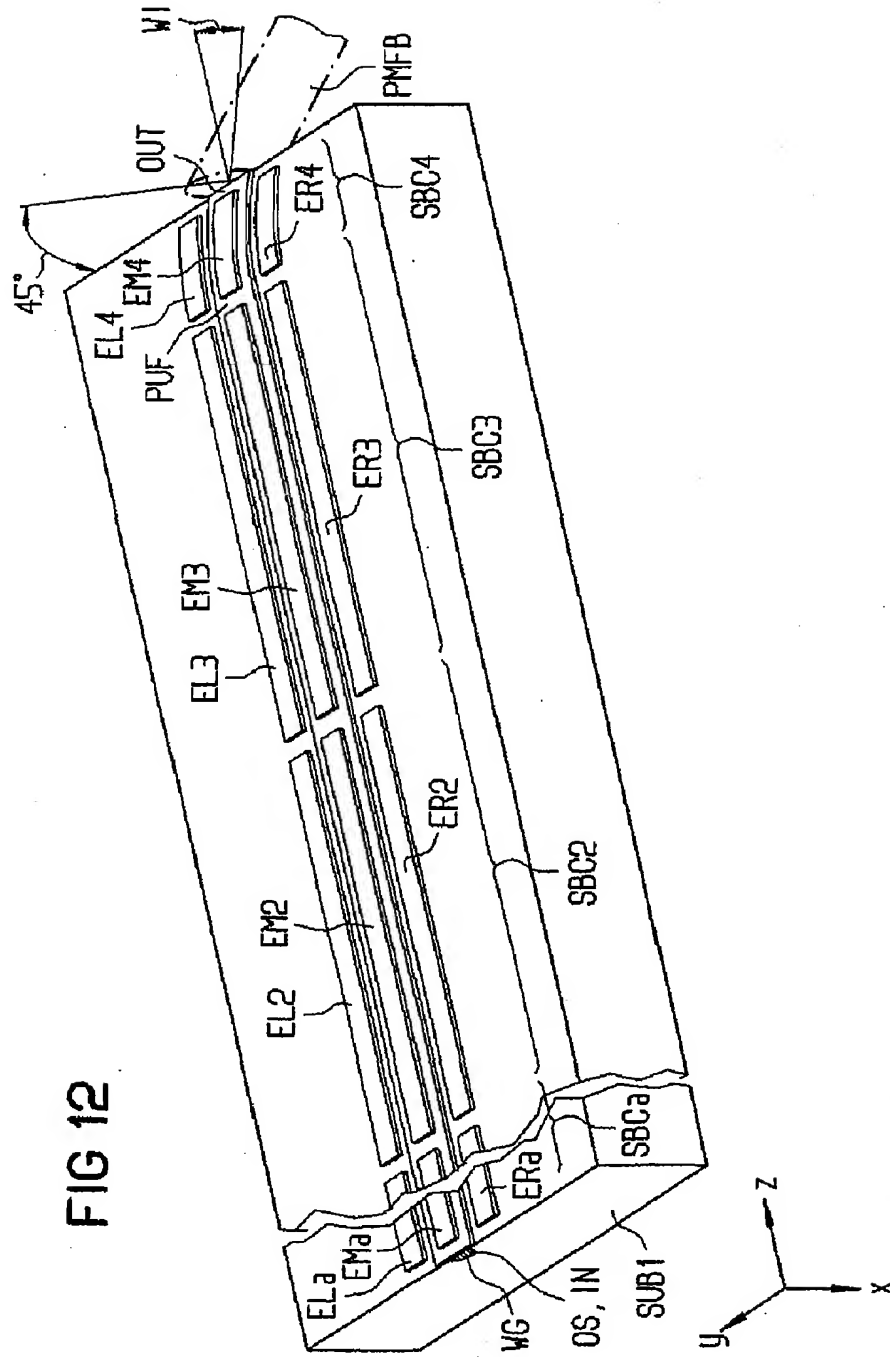


【図11】

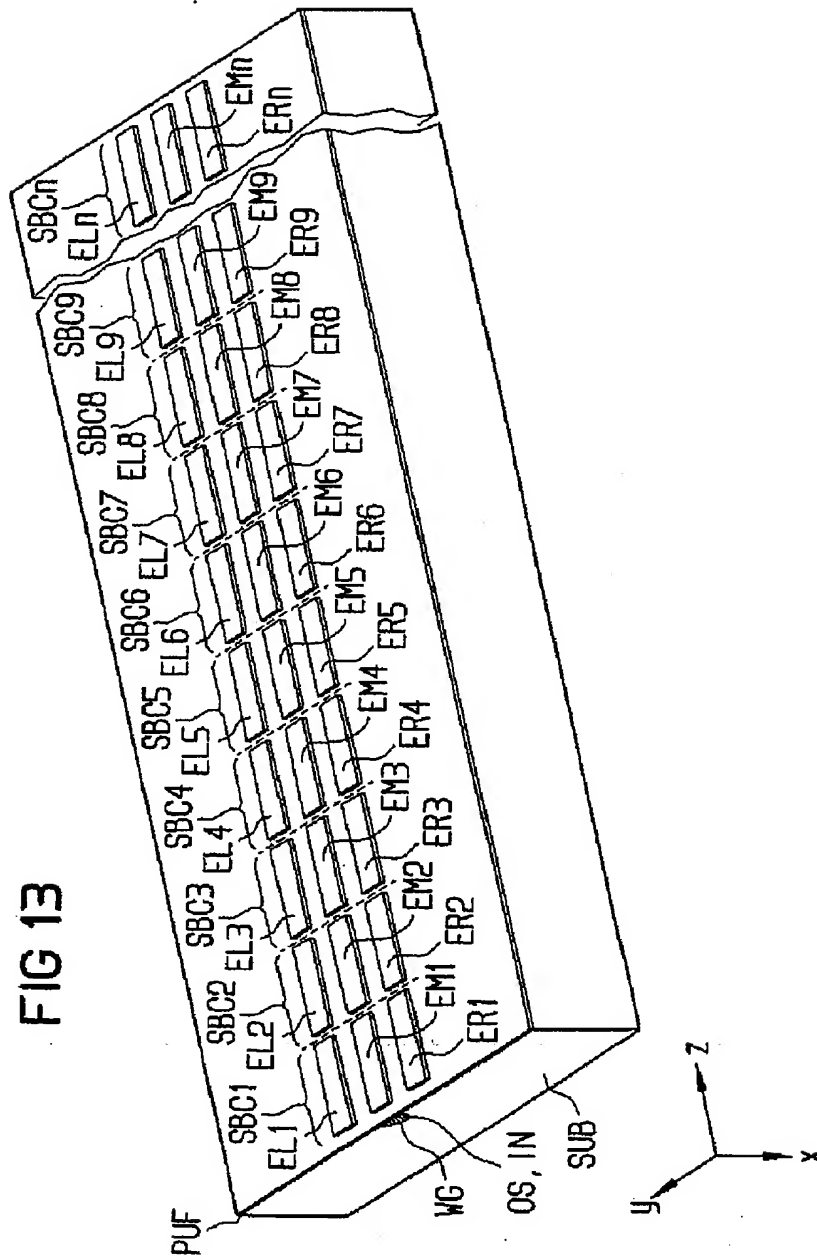
FIG 11



【図12】

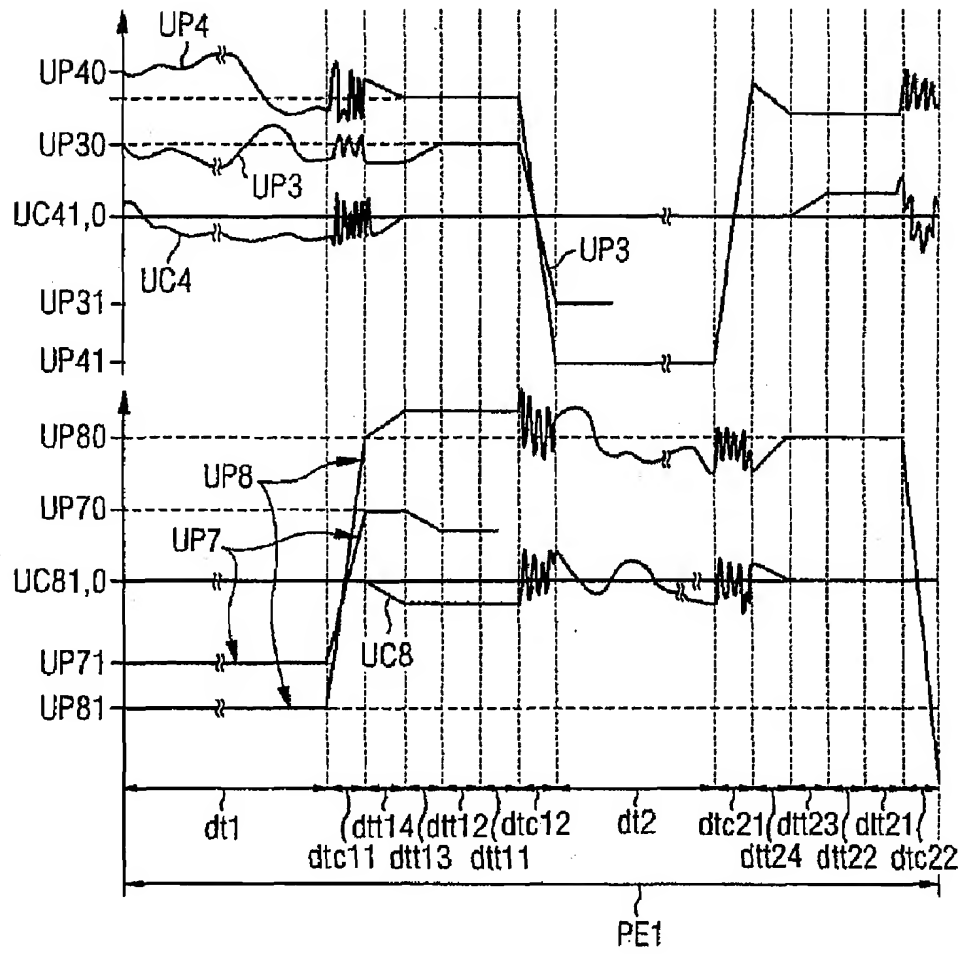


【図13】



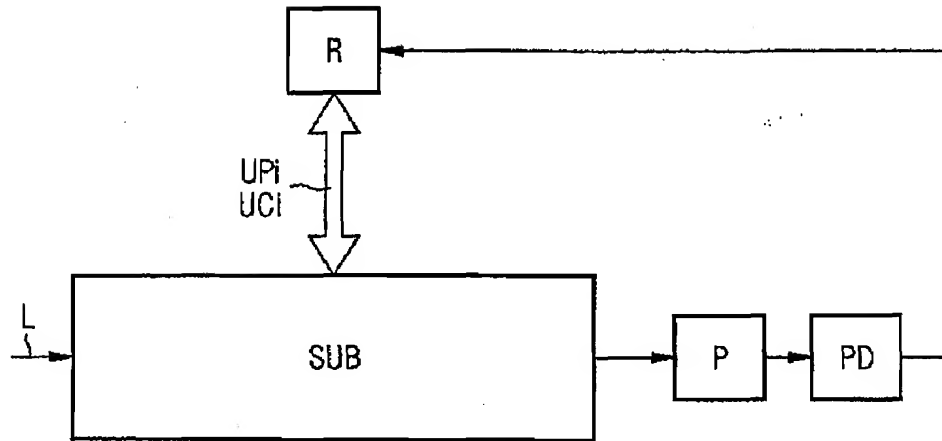
【図14】

FIG 14



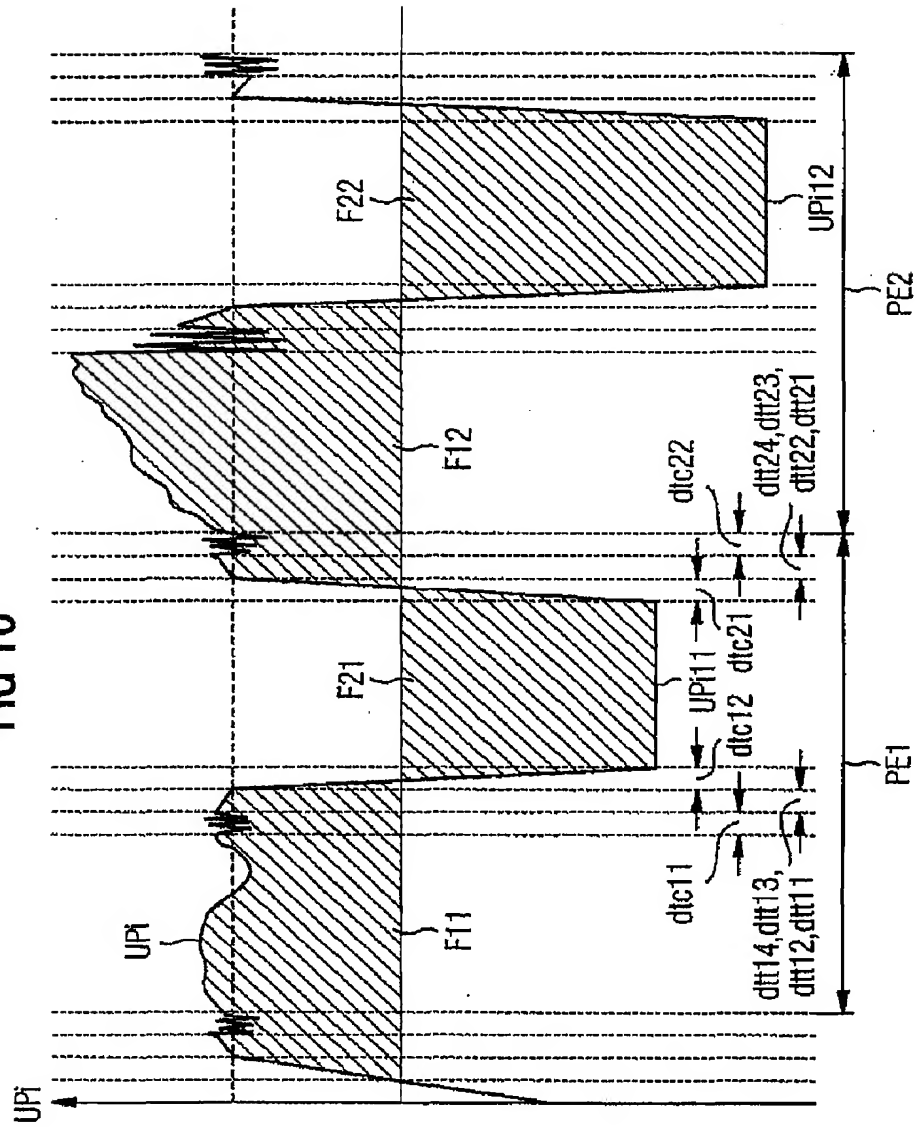
【図15】

FIG 15



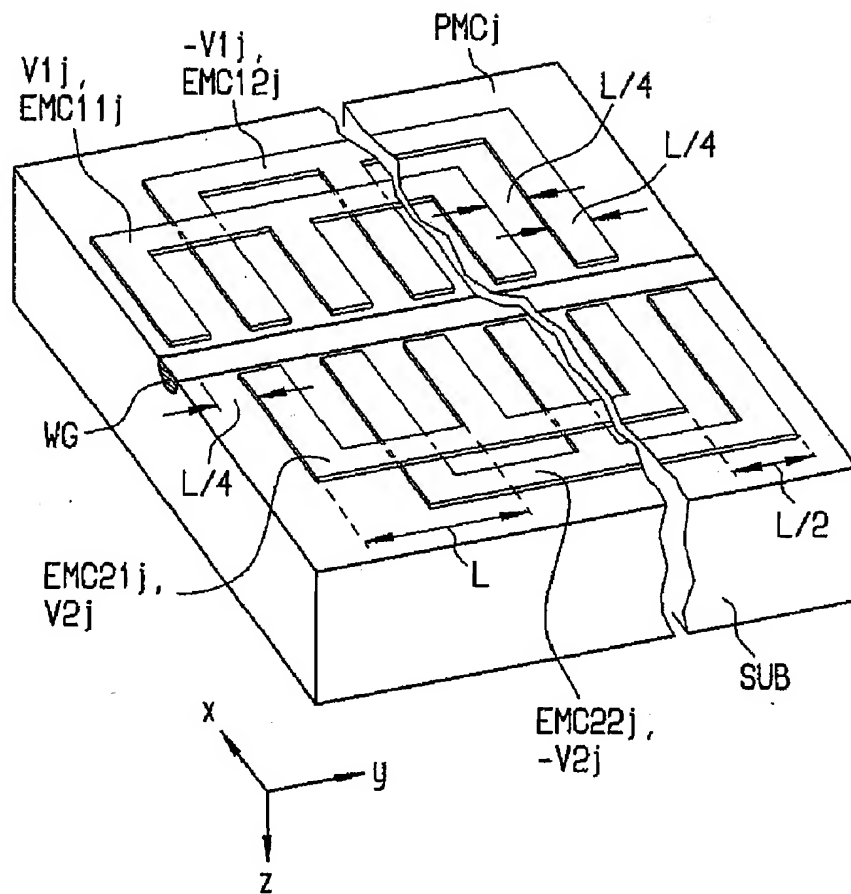
【図 16】

FIG 16

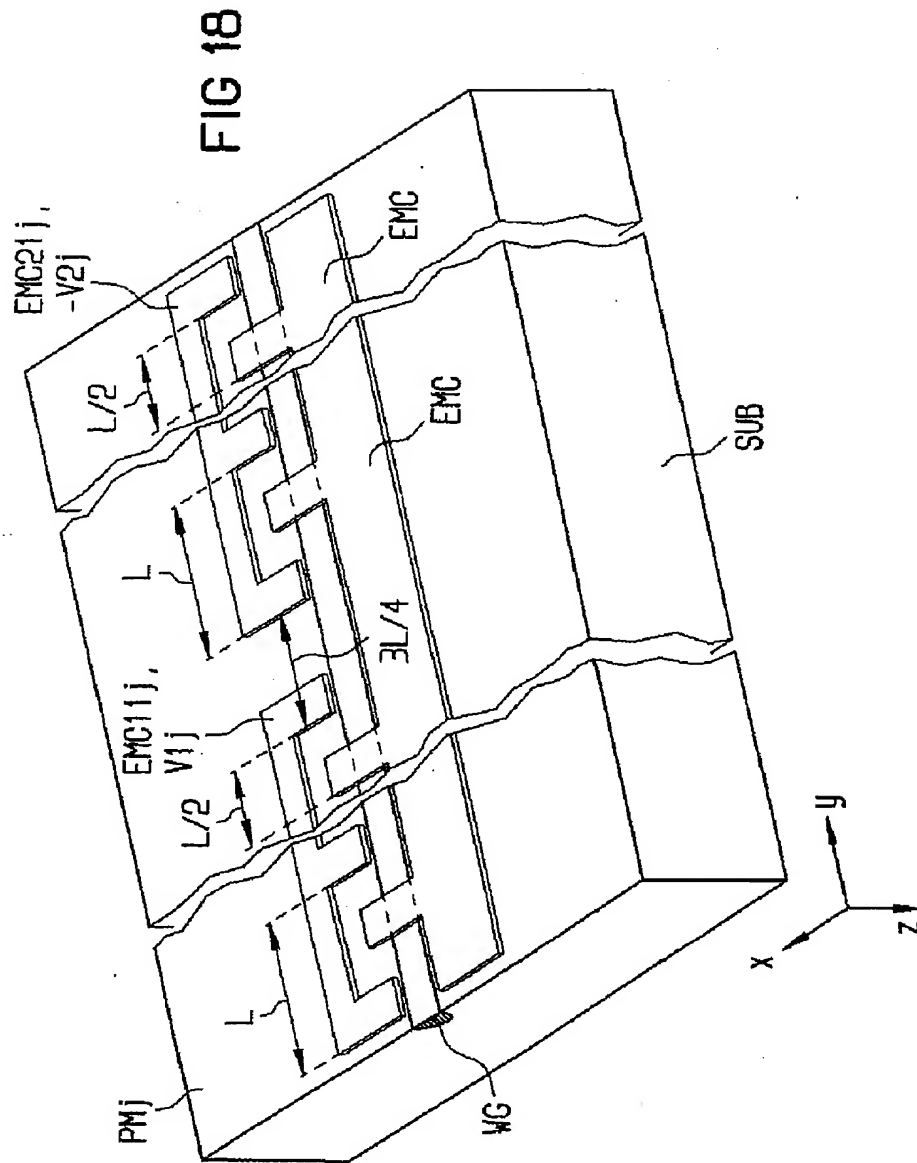


【図17】

FIG 17

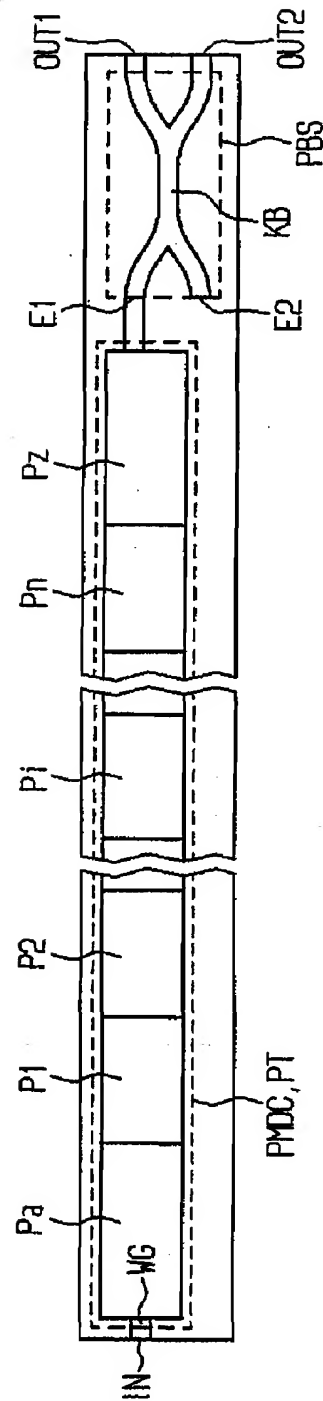


【图 18】



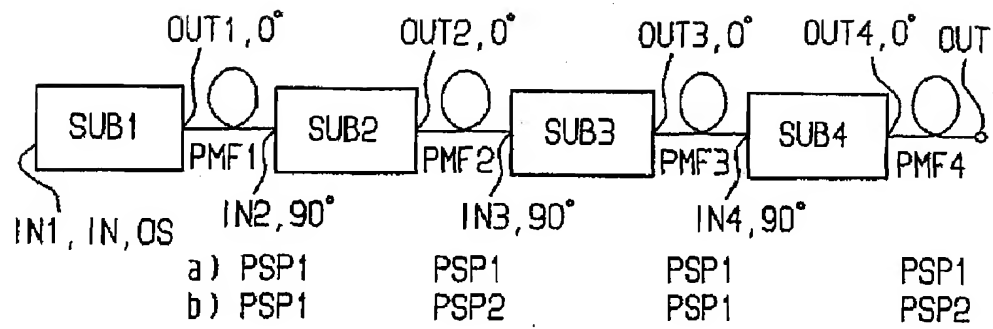
【図 19】

FIG 19



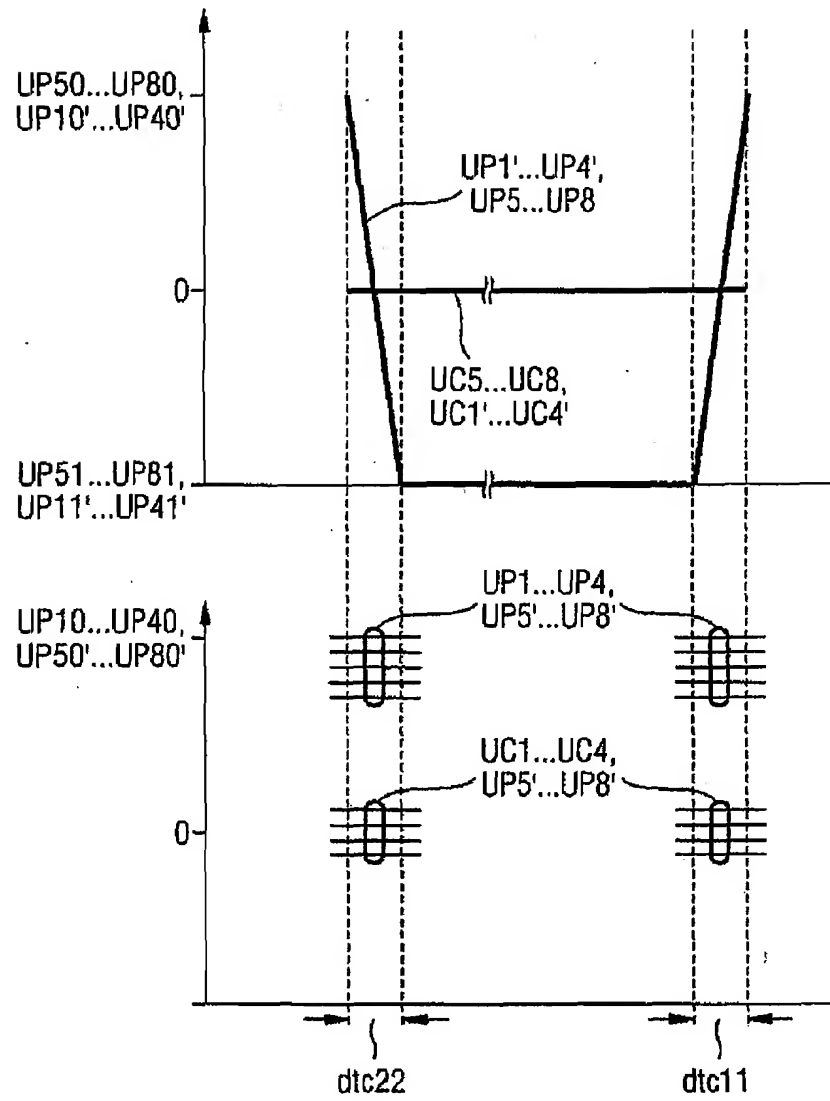
【図20】

FIG 20



【図21】

FIG 21



【手続補正書】 特許協力条約第34条補正の翻訳文提出書

【提出日】 平成13年2月12日 (2001. 2. 12)

【手続補正1】

【補正対象書類名】 明細書

【補正対象項目名】 特許請求の範囲

【補正方法】 変更

【補正の内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】 例えば変換器セル (P_j) またはソレイルバビネット補償器 (SBC_i) として構成可能な少なくとも1つの偏波操作素子 (P_j , SBC_i) の一部である導波体 (WG) および制御電極 ($E1_j$, $E2_j$, EL_i , EM_i , ER_i) を有し、かつ光信号 (OS) の偏波または偏波モード分散を変更する制御電圧 ($V1_j$, $V2_j$, UP_i , UC_i) が供給される偏波変換器 ($K1$, $K2$, $K3$, SUB, SUB1, SUB2, SUB3, SUB4) により、直流電圧ドリフトのない偏波変換または偏波モード分散 (PMD) の補償を行う方法において、

制御電圧 ($V1_j$, $V2_j$, UP_i , UC_i , $-V1_j$, $-V2_j$) として少なくとも近似的に直流成分のない制御電圧が使用される、ことを特徴とする直流電圧ドリフトのない偏波変換または偏波モード分散 (PMD) の補償を行う方法。

【請求項2】 偏波変換器 ($K1$, $K2$, $K3$) の主偏波と一致する光信号の直交する2つの主偏波の差動位相変調を信号入力側 (IN) の領域で定常的な差動位相シフト ($\phi(t)$) によって行い、該位相シフトをそのコサイン関数 $\cos(\phi(t))$ およびサイン関数 $\sin(\phi(t))$ の時間平均値が少なくとも近似的に消失するように選択する、請求項1記載の方法。

【請求項3】 差動位相シフト $\phi(t)$ を少なくとも部分的に当該の主偏波の第1の差動位相変調器 (PH1) によって行う、請求項2記載の方法。

【請求項4】 位相変調器を変調器制御電圧 ($V_{P1} = V1 * \phi(t)$) によって駆動し、該制御電圧は少なくとも近似的に差動位相シフト ($\phi(t)$) の

線形関数である、請求項3記載の方法。

【請求項5】 差動位相変調を少なくとも部分的に当該の主偏波の第1のモード変換器(Pa)によって行う、請求項2記載の方法。

【請求項6】 第1のモード変換器(Pa)により完全なモード変換を行う、請求項5記載の方法。

【請求項7】 モード変換の際に主偏波間で差動位相シフト($\phi(t)$)を行う、請求項5または6記載の方法。

【請求項8】 差動位相変調を発生するために使用されるモード変換器(Pa)をモード変換器制御電圧 $V1a = Vxa * \cos(\gamma a - \phi(t)/2)$ または $V2a = Vya * \cos(\gamma a - \alpha a - \phi(t)/2)$ によって駆動し、該制御電圧は少なくとも近似的に差動位相シフト($\phi(t)$)の $1/2$ すなわち $\phi(t)/2$ の位相シフトコサイン関数 $\cos(\gamma a - \phi(t)/2)$, $\cos(\gamma a - \alpha a - \phi(t)/2)$ の線形関数である、請求項5から7までのいずれか1項記載の方法。

【請求項9】 制御電圧 $V1j = Vxj * \cos(\gamma j - \phi(t))$ または $V2j = Vyj * \cos(\gamma j - \alpha j - \phi(t))$; $j = 1 \dots n$ を使用し、該制御電圧は少なくとも近似的に差動位相シフト($\phi(t)$)の位相シフトコサイン関数 $\cos(\gamma j - \phi(t))$, $\cos(\gamma j - \alpha j - \phi(t))$ の線形関数であり、偏波またはPMD補償を変更するために該電圧の振幅(Vxj , Vyj)および/または位相角(γj)を変更する、請求項2から8までのいずれか1項記載の方法。

【請求項10】 モード変換器($P1, \dots, Pn$)の領域において主偏波が右円偏波および左円偏波である、請求項2から9までのいずれか1項記載の方法。

【請求項11】 モード変換器($P1 \dots Pn$)の領域において主偏波がTE偏波およびTM偏波である、請求項2から9までのいずれか1項記載の方法。

【請求項12】 変換器セル(Pj)の制御電極($E1j$, $E2j$, $EMC11j$, $EMC12j$, $EMC21j$, $EMC22j$)を制御するために同じ最

大振幅 (V_{0j}) を有する制御電圧 (V_{1j} , V_{2j} , $-V_{1j}$, $-V_{2j}$) を使用する、請求項1から11までのいずれか1項記載の方法。

【請求項13】 入力側の領域における光信号 (OS) の差動位相変調を信号出力側 (OUT) の領域における反対の差動位相変調 ($-\phi(t)$) によって相殺する、請求項1から12までのいずれか1項記載の方法。

【請求項14】 差動位相シフト ($\phi(t)$) は時間的に三角形状、サイン形状または台形状に延在する、請求項1から13までのいずれか1項記載の方法。

【請求項15】 三角形状の位相シフト ($\phi(t)$) を行い、ここで最大位相差は $\pm\pi$ または 2π またはその通倍である、請求項14記載の方法。

(変更は原文明細書第10頁第29行以降に開示されている。)

【請求項16】 差動位相シフト $\phi(t) = \Omega * t$ を行い、ここで Ω は有利には補償すべき偏波変化の典型的な周波数と比べて低く選択された角周波数である、請求項5から8までのいずれか1項記載の方法。

【請求項17】 位相変調器またはモード変換器または変換器セルを制御するために、定常的に経過する平均値のない制御電圧 (V_{P1} ; V_{1a} , V_{2a} ; V_{1j} , V_{2j} , $-V_{1j}$, $-V_{2j}$) を部分的にのみ使用し、一方その他の制御電圧として制御装置 (R) から発生される制御電圧 (V_{Rij}) を使用する、請求項1から16までのいずれか1項記載の方法。

【請求項18】 少なくとも1つの偏波操作素子 (SBC1...SBC4) が少なくとも1つの別の偏波操作素子 (SBC5...SBC8) の偏波制御機能を少なくとも部分的に引き受けることができ、かつその逆も可能であり、偏波制御機能を別の素子から引き受けた偏波操作素子は制御電圧 (UP_{11} ... UP_{81} , UC_{11} ... UC_{81}) を受け取ることができ、該制御電圧は偏波を制御する際の制御電圧 (UP_{10} ... UP_{80} , UC_{10} ... UC_{80}) に対して反対になっており、少なくとも1つの制御電圧 (UP_1 ... UP_8 , UC_1 ... UC_8) の時間平均値を少なくとも近似的に0に選択する、請求項1記載の方法。

【請求項19】 第1の期間 (dt_1) の終了後、第2の期間 (dt_{c11})

）中に第2の反対の部分信号（UP51．．．UP81，UC51．．．UC81）を定常的に第2の部分信号（UP50．．．UP80，UC50．．．UC80）へ移行させ、これに続く第3の期間（dtt14，dtt13，dtt12，dtt11またはdtt24，dtt23，dtt22，dtt21）中に偏波制御のタスクを第1の偏波操作素子（SBC1．．．SBC4）から第2の偏波操作素子（SBC5．．．SBC8）へ定常的に伝達し、これに続く第4の期間（dte12）中に第1の部分信号（UP10．．．UP40，UC10．．．UC40）を定常的に第1の反対の部分信号（UP11．．．UP41，UC11．．．UC41）へ移行させ、これに続く第5の期間（dt2）およびさらに続く第6の期間（dte21）中に偏波制御のタスクを第2の偏波操作素子（SBC5．．．SBC8）によって行い、第5の期間（dt2）の終了後、第6の期間（dte21）中に第1の反対の部分信号（UP11．．．UP41，UC11．．．UC41）を定常的に第1の部分信号（UP10．．．UP40，UC10．．．UC40）へ移行させ、これに続く第7の期間（dtt24，dtt23，dtt22，dtt21）中に偏波制御のタスクを第2の偏波操作素子（SBC5．．．SBC8）から第1の偏波操作素子（SBC1．．．SBC4）へ定常的に伝達し、これに続く第8の期間（dte22）中に第1の部分信号（UP10．．．UP40，UC10．．．UC40）を定常的に第1の反対の部分信号（UP11．．．UP41，UC11．．．UC41）へ移行させ、これに周期的に続く第1の期間（dt1）およびさらに続く第2の期間（dte11）中に偏波制御のタスクを第2の偏波操作素子（SBC5．．．SBC8）によって行う、請求項18記載の方法。

【請求項20】 制御信号（UP1．．．UP8，UC1．．．UC8）の時間積分（F21+F11，F22+F12）が少なくとも近似的に消失するように、制御器（R）により反対の部分信号（UPi11，UPi12，UP11．．．UP81，UC11．．．UC81）を選択する、請求項18または19記載の方法。

【請求項21】 第1の偏波操作素子（SBC5．．．SBC8，SBC5'．．．SBC8'，またはSBC5''．．．SBC8''）と別の偏波操作素子

(SBC1' . . . SBC4' , SBC1" . . . SBC4" , またはSBC1' " . . . SBC4' ") との結合を同じ主偏波または交換された主偏波 (PSP1, PSP2) の形式で行う際に、第1の素子の部分信号 (UP5 . . . UP8, UC5 . . . UC8) の変化を所望の偏波変換を維持したまま後者の素子の部分信号 (UP1' . . . UP4' , UC1' . . . UC4') の変化によって少なくとも近似的に補償する、請求項18から20までのいずれか1項記載の方法。

【請求項22】 前記結合 (PMF1, PMF2, PMF3) を交換された主偏波 (PSP1, PSP2) の形式で行う際に、第1の素子の部分信号 (UP5 . . . UP8, UC5 . . . UC8) の変化および後者の素子の部分信号 (UP1' . . . UP4' , UC1' . . . UC4') の変化が同じ極性を有する、請求項20または21記載の方法。

【請求項23】 前記結合 (PMF1, PMF2, PMF3) を同じ主偏波 (PSP1, PSP2) の形式で行う際に、第1の素子の部分信号 (UP5 . . . UP8, UC5 . . . UC8) の変化および後者の素子の部分信号 (UP1' . . . UP4' , UC1' . . . UC4') の変化が反対の極性を有する、請求項20または21記載の方法。

【請求項24】 別の偏波操作素子 (SBC5 . . . SBC8) の偏波制御機能を少なくとも部分的に引き受けることができ、かつその逆も可能な偏波操作素子 (SBC1 . . . SBC4) の数 ($n/2$) は、当該の別の偏波操作素子 (SBC5 . . . SBC8) の数 ($n/2$) に等しい、請求項18から23までのいずれか1項記載の方法。

【請求項25】 別の偏波操作素子 (SBC5 . . . SBC8) の偏波制御機能を少なくとも部分的に引き受けることができ、かつその逆も可能な偏波操作素子 (SBC1 . . . SBC4) の数 ($n/2$) は1~6である、請求項18から24までのいずれか1項記載の方法。

【請求項26】 前記数 ($n/2$) は4である、請求項25記載の方法。

【請求項27】 偏波変換器またはPMD補償器の出力信号を少なくとも1つの偏波ビームスプリッタ (PBS) の入力側 (E1) へ供給し、該ビームスプ

リッタ (PBS) の出力側 (OUT1, OUT2) へ直交する偏波部分信号を出力する、請求項1から26までのいずれか1項記載の方法。

【請求項28】 例えば変換器セル (P_j , PV_j) またはソレイルバビネット補償器 (SBC_i) として構成可能な少なくとも1つの偏波操作素子 (P_j , PV_j , SBC_i) の一部である導波体 (WG) および制御電極 (E_{ij} , E_{2j} , EL_i , EM_i , ER_i) を有し、かつ光信号 (OS) の偏波または偏波モード分散を変更する制御電圧 (V_{1j} , V_{2j} , UP_i , UC_i) が供給される偏波変換器 ($K1$, $K2$, $K3$, SUB, SUB1, SUB2, SUB3, SUB4) により、直流電圧ドリフトのない偏波変換または偏波モード分散 (PMD) の補償を行う装置において、

少なくとも近似的に直流成分のない制御電圧 (V_{1j} , V_{2j} , UP_i , UC_i , $-V_{1j}$, $-V_{2j}$) を形成する手段 ($PH1$, . . . , Pa , $SBCa$, $SBC5 \sim SBC8$) が設けられている、
ことを特徴とする直流電圧ドリフトのない偏波変換または偏波モード分散 (PMD) の補償を行う装置。

【請求項29】 前記手段 ($PH1$, . . .) は入力側の差動位相変調器 ($PH1$, . . .) である、請求項28記載の装置。

【請求項30】 前記手段 (Pa , $SBCa$) は入力側の第1のモード変換器 (Pa , SBC_i) である、請求項28記載の装置。

【請求項31】 出力側に別の位相変調器 ($PH2$, . . .) またはモード変換器 (Pz) が設けられている、請求項29または30記載の偏波変換器。

【請求項32】 前記手段 ($SBC5 \sim SBC8$) は少なくとも1つの別の偏波変換器 ($SBC5 \sim SBC8$) であり、該偏波変換器は交替的に当該の偏波変換器 ($SBC1 \sim SBC4$) のうち1つの機能を引き受け、かつこの機能を引き受けるために反対の制御信号によって制御される、請求項28記載の装置。

【請求項33】 別の偏波操作素子 ($SBC5$, . . . $SBC8$) の偏波制御機能を少なくとも部分的に引き受けることができ、かつその逆も可能な偏波操作素子 ($SBC1$, . . . $SBC4$) の数 ($n/2$) は、当該の別の偏波操作素子 ($SBC5$, . . . $SBC8$) の数 ($n/2$) に等しい、請求項32記載の装置。

【請求項34】 別の偏波操作素子(SBC5...SBC8)の偏波制御機能を少なくとも部分的に引き受けることができ、かつその逆も可能な偏波操作素子(SBC1...SBC4)の数($n/2$)は1~6である、請求項33記載の装置。

【請求項35】 前記数($n/2$)は4である、請求項34記載の装置。

【請求項36】 偏波操作素子(SBC1~SBC8)のうち1つはモード変換された信号とモード変換されない信号との間の持続的に同調可能な位相差を有するモード変換器である、請求項32から35までのいずれか1項記載の装置。

【請求項37】 偏波操作素子(SBC1~SBC8)のうちの1つはソレイバビネット補償器またはTE-TMモード変換器である、請求項36記載の装置。

【請求項38】 複数の偏波変換器(SUB1, SUB2, SUB3, SUB4)および偏波保持光導波体(PMF1, PMF2, PMF3, PMF4)は交番的に連続している、請求項28から37までのいずれか1項記載の装置。

【請求項39】 偏波変換器(K1, K2, K3, SUB, SUB1, SUB2, SUB3, SUB4)はニオブ酸リチウムチップとして構成されている、請求項28から38までのいずれか1項記載の装置。

【請求項40】 偏波変換器の後方に少なくとも1つの偏波ビームスプリッタ(PBS)が接続されており、該偏波ビームスプリッタの出力側(OUT1, OUT2)へ互いに直交する偏波部分信号が出力される、請求項28から39までのいずれか1項記載の装置。

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Internat. Application No.
PCT/DE 99/03875

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 7 G02F1/035

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 7 G02F G02B H04B

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 5 739 943 A (SHARMA MANISH ET AL) 14 April 1998 (1998-04-14) column 1, line 62 - column 2, line 25 column 5, line 1 - line 15 column 6, line 63 - column 7, line 65; figures 5,7	1,2
A		3-57
X	US 5 757 984 A (HATORI MASAMI) 26 May 1998 (1998-05-26) column 3, line 14 - line 56; figures 1-10 -/-	1

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document claiming the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubt on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.

"Z" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

8 May 2000

Date of making of the international search report

18/05/2000

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.O. Box 1, 5518 Patentkanal 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 851 ape nl,
Fax: (+31-70) 340-3018

Authorized officer

Manntz, W.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Inter: nal Application No
PCT/DE 99/03875

C-(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	PATENT ABSTRACTS OF JAPAN vol. 1995, no. 02, 31 March 1995 (1995-03-31) & JP 06 308438 A (SUMITOMO METAL MINING CO LTD), 4 November 1994 (1994-11-04) abstract -& JP 06 308438 A figures 1-3	1
E	DE 198 30 990 A (SIEMENS AG) 20 January 2000 (2000-01-20) cited in the application the whole document	1-57

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

information on patent family members

International Application No.
PCT/DE 99/03875

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 5739943 A	14-04-1998	JP 9061771 A	07-03-1997
		JP 9061772 A	07-03-1997
		JP 9211405 A	15-08-1997
US 5757984 A	26-05-1998	JP 7294860 A	10-11-1995
JP 06308438 A	04-11-1994	NONE	
DE 19830990 A	20-01-2000	WO 0003505 A	20-01-2000
		WO 0003506 A	20-01-2000

フロントページの続き

(31)優先権主張番号 199 19 576. 5
(32)優先日 平成11年4月29日(1999. 4. 29)
(33)優先権主張国 ドイツ (DE)
(81)指定国 EP(AT, BE, CH, CY,
DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, I
T, LU, MC, NL, PT, SE), AU, CA, C
N, JP, RU
Fターム(参考) 2H079 AA02 AA12 BA02 BA03 CA04
DA03 EA03 EB04 GA01 HA23